



**Leandro Manuel
Barbosa Alves**

**Metodologia para implementação de controlo
robusto em sistemas de ensaio com actuação
hidráulica**



**Leandro Manuel
Barbosa Alves**

**Metodologia para implementação de controlo robusto
em sistemas de ensaio com actuação hidráulica**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Mestrado Integrado em Engenharia Mecânica, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Jorge Augusto Fernandes Ferreira, Professor Auxiliar do Departamento de Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro

Dedico aos meus pais e avós maternos

O júri

Presidente

Professor Doutor José Paulo Oliveira Santos

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro

Arguente

Professor Doutor Francisco Avelino da Silva Freitas

Professor Auxiliar do Departamento de Química da Universidade de Aveiro

Orientador

Professor Doutor Jorge Augusto Fernandes Ferreira

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Agradeço ao Professor Jorge Ferreira por toda a sua orientação, disponibilidade e dedicação que sempre demonstrou.

Ao engenheiro Miguel Silva da W2A pelo seu contributo e por toda a disponibilidade demonstrada.

Aos meus pais pelo esforço que fizeram nos últimos anos para que fosse possível a minha graduação.

À minha mãe e à Carolina pelo apoio incondicional ao longo destes anos.

A todos os amigos com quem tive o privilégio de conviver nesta caminhada.

palavras-chave

Máquinas de ensaios, sistemas de atuação hidráulica, controlo robusto, QFT, Quantitative Feedback Theory

resumo

Os ensaios de componentes industriais que requerem grandes esforços recorrem normalmente a sistemas de atuação hidráulica, controlados em malha fechada quer para a implementação de ensaios dinâmicos a altas frequências, quer para ensaios estáticos. Os controladores normalmente utilizados em sistemas industriais são controladores PID que, tipicamente, são ajustados experimentalmente para uma determinada região de funcionamento do sistema de atuação. Com as variações que normalmente ocorrem nas condições em que são realizados os ensaios (variação de temperatura, presença de ar nos circuitos hidráulicos, variações na pressão de entrada do sistema, variação da carga, variação das regiões de funcionamento do sistema, etc) o desempenho real dos controladores PID difere do desempenho esperado aquando do projeto dos controladores. Uma técnica que é utilizada para minimizar esta variação de desempenho é o controlo robusto que permite acautelar no projeto do controlador algumas incertezas da planta. Nesta dissertação é proposta uma metodologia para implementação de controlo robusto baseada na técnica Quantitative Feedback Theory (QFT).

Visando a determinação dos diversos modelos do sistema e suas incertezas, é proposto uma metodologia que, através de uma série de ensaios, permite recolher informação sobre o sistema de modo a determinar parâmetros característicos da planta. Para tal, foi definida uma função transferência de ordem adequada entre o comando da válvula e a resposta do sistema de atuação hidráulico. Os polos, os zeros e o ganho foram determinados para caracterizar várias funções de transferência válidas para diferentes regiões de funcionamento do sistema de atuação. Nesta fase, tem-se conhecimento da planta a controlar com incertezas paramétricas que serão utilizados para o projeto do controlador robusto. Para a síntese do controlador é utilizada a técnica QFT, onde são definidas especificações no domínio da frequência. São definidas especificações de margem de ganho/fase e de seguimento de trajetória uma vez que estas são de elevada importância em sistemas de ensaios de componentes industriais.

A metodologia proposta foi testada em dois sistemas reais de atuação hidráulica diferentes, tendo em vista a sua validação experimental. Realizados os testes verificou-se que se obtiveram controladores que cumpriam com as especificações para as quais foram projetados.

keywords

Testing machines,hydraulic control systems, robust control,Quantitative Feedback Theory

abstract

The test of industrial components that requires great efforts, typically resorts to hydraulic actuation systems, controlled on closed loop for the implementation of dynamic tests to high frequencies and static tests. The controllers typically used in industrial systems are PID controllers that are typically adjusted experimentally for one region of the hydraulic actuation system. With variations that normally occur under conditions of tests (range of temperature, presence of air in hydraulic circuits, variation system inlet pressure, variation of the working zone of the system, etc) the real performance of PID controllers differs from the expected performance during the design of controllers. One technique that is used to minimize this performance variation, is robust control which allows, in controller design, safeguarding some of plant uncertainties. This thesis proposes a methodology for implementation of robust control, based on *Quantitative Feedback Theory* technique.

In order to determinate the system's models and their uncertainties, it is proposed a method which, through a set of tests a set of linear models, that contain plant uncertainties, are obtained. For this it has been defined a proper order transfer function, between the control valve and the performance of the hydraulic system response. The poles, zeros and the gain were determinate to characterize various transfer functions applied to different operating regions of the actuation system. At this stage, the plant with parametric uncertainties is known to be used for the design of robust controller. For the synthesis of the controller the QFT technique was used and the controller performance specifications were defined in frequency domain. Gain/phase margins and trajectory tracking specifications were used due to its importance in industrial testing systems.

The proposed method was tested at two different hydraulic actuation systems to experimental validation. Tests conducted in real environment show that controllers obtained met the specifications for which they were designed.

Índice

Índice	x
Lista de figuras.....	xii
Lista de Acrónimos	xvi
Nomenclatura	xvi
1. Introdução	1
1.1. Enquadramento e descrição do problema.....	1
1.2. Objetivos	2
1.3. Organização da dissertação	3
2. Estado da arte	4
2.1. Controlo robusto.....	4
3. Plataforma para realização de ensaios experimentais	8
3.1. Atuadores hidráulicos	9
3.2. Aquisição de dados.....	11
3.2.1. <i>Software e hardware</i> para controlo e aquisição de dados	11
3.2.2. Preparação de hardware.....	13
4. Modelos de servomecanismos hidráulicos e testes preliminares	16
4.1. Estudo do atrito.....	26
4.1.1. Estudo do atrito na prensa vertical.....	27
4.1.2. Estudo do atrito no servo hidráulico horizontal	28
5. Metodologia e implementação	30
5.1. Identificação automática dos parâmetros do sistema.....	31
5.1.1. Função de transferência para a velocidade do atuador.....	32
5.1.2. Identificação dos parâmetros para criação dos modelos do sistema:.....	35
5.1.3. Implementação da função de custo em sistema vertical.....	36
5.1.4. Implementação da função de custo em sistema vertical.....	39
6. Síntese do controlador	45
6.1. Sistema horizontal.....	45
6.2. Procedimento	49
6.2.1. Especificações.....	49
6.2.2. Especificações dos modelos da planta com as respetivas incertezas	51

6.2.3.	Obtenção dos <i>templates</i> e <i>bounds</i> para as para as frequências definidas	52
6.2.4.	Especificação de margem de ganho/fase.....	53
6.2.6.	Pré-filtro	64
6.3.	Projeto do controlador QFT para o sistema horizontal	66
7.	Resultados experimentais	71
7.1.	Em ambiente simulado.....	71
7.1.1.	Sistema vertical	72
7.1.2.	Sistema horizontal.....	77
7.2.	Teste em sistema real	81
7.2.1.	Sistema vertical	81
7.2.2.	Sistema horizontal.....	85
8.	Conclusões e trabalhos futuros.....	89
	Referências.....	91

Lista de figuras

Figura 1: Diagrama de blocos de um sistema de controlo	4
Figura 2: Exemplo de <i>bounds</i>	6
Figura 3: Diagrama de blocos de um sistema com controlador QFT	7
Figura 4: Central hidráulica.....	9
Figura 5: Sistema horizontal	9
Figura 6: Sistema vertical.....	10
Figura 7: Box com os terminais de ligação ao exterior da carta utilizada.....	12
Figura 8: Conversão de sinal de corrente para tensão para aquisição de dados pela carta dSPACE.....	13
Figura 9: Modelo em <i>Simulink</i> para aquisição e conversão dos sinais em valores de posição, força ou pressão	14
Figura 10: Interface para controlo e monitorização do sistema	15
Figura 11: Esquema hidráulico de um servomecanismo hidráulico.....	16
Figura 12: Diagrama do servomecanismo hidráulico (válvula + cilindro hidráulico)	17
Figura 13: Modelo não linear do conjunto válvula + cilindro utilizado em [14]	24
Figura 14: Coeficiente de atrito vs velocidade [15]	26
Figura 15: Força de atrito como função de velocidade [14]	27
Figura 16: Caudal versus queda de pressão com P e T curto-circuitados [16].....	28
Figura 17: Fluxograma do processo de parametrização e criação do controlador.....	30
Figura 18: Diagrama de blocos implementado para os ensaios realizados	33
Figura 19: Sinal aplicado a válvula	33
Figura 20: Posição do êmbolo para a aplicação de um degrau positivo de 10% à válvula na posição 100mm do êmbolo	34
Figura 21: Velocidade do êmbolo calculada por diferenciação	34
Figura 22: Velocidade do êmbolo após a aplicação de um degrau de 10% na entrada da válvula quando o êmbolo do cilindro se encontra na posição 100mm	35
Figura 23: Comparação entre dados obtidos experimentalmente e dados estimados pelo método anterior	37

Figura 24: Comparação entre dados obtidos experimentalmente e dados estimados pelo método dos extremos	38
Figura 25: Sinal de posição obtido.....	40
Figura 26: Sinais de posição e velocidade em função do tempo obtidos para o sistema hidráulico na horizontal.....	40
Figura 27: Fonte linear para alimentação do sensor de posição	42
Figura 28 Sinal de posição após alterações descritas.....	42
Figura 29 Sinal de velocidade após alterações descritas	43
Figura 30: Diagrama de blocos de sistema controlado por QFT (Baseado em [18]).....	46
Figura 31: Mapa de polos e zeros de todas as funções transferência	47
Figura 32: Janela para definição da planta no "QFT Control Toolbox"	48
Figura 33: <i>Templates</i> de todos os modelos sistema para o vetor de frequências W	52
Figura 34: Exemplo de representação de resposta em carta de Nichols.....	53
Figura 35: Criação de um <i>bound</i> correspondente à especificação de margem de ganho/fase[21]	54
Figura 36: <i>Bounds</i> fechados correspondentes à especificação de margem de ganho/fase para todos os modelos	55
Figura 37: Comportamento do filtro de Butterworth para diferentes ordens do mesmo .	56
Figura 38: Diagrama de bode de um filtro Bessel	57
Figura 39: Limites dinâmicos impostos ao controlador no domínio da frequência.....	57
Figura 40: Limites dinâmicos impostos no domínio do tempo	58
Figura 41: Criação dos <i>bounds</i> de seguimento de trajetória	59
Figura 42: <i>Bounds</i> abertos correspondentes ao seguimento de trajetória	59
Figura 43: Intersecção dos <i>bounds</i>	60
Figura 44: Resposta do sistema para a planta nominal, com $G(s)=1$	62
Figura 45: Diagrama após adicionado um par de zeros complexos	63
Figura 46: Loop shaping: resposta obtida com o controlador final	64
Figura 47: Limites a cumprir pelo Pré-filtro + resposta do sistema	65
Figura 48: Representação do sistema nominal escolhido em carta de Nichols + <i>templates</i> das frequências de trabalho	67

Figura 49: Limites de seguimento de trajetória no domínio das frequências	68
Figura 50: Limites de seguimento de trajetória no domínio dos tempos	68
Figura 51: Resposta do controlador obtido em carta de Nichols.....	69
Figura 52: Resposta em frequência após adição de um polo.....	70
Figura 53: Diagrama para simulação da resposta do sistema nominal e comparação com as especificações de desempenho desejadas.....	71
Figura 54: Resposta simulada do sistema como resposta a um degrau de 5 mm	72
Figura 55: Sinal sem saturação que teria de aplicado a válvula para cumprimento do movimento da figura 54	73
Figura 56: Resposta do sistema simulado com saturação do sinal da válvula.....	74
Figura 57 Sinal a ser enviado para a válvula.....	74
Figura 58: Resposta do sistema para um degrau de 20 mm aplicado em $X=100$	75
Figura 59: Sinal a ser enviado à válvula para degrau de 20 mm	75
Figura 60: Resposta da planta a um degrau + especificações impostas	77
Figura 61: Sinal que seria enviado para a válvula (não possível em sistema real).....	78
Figura 62: Resposta com sinal da válvula saturado.....	79
Figura 63: Sinal aplicado à válvula para step de 5 mm	79
Figura 64: Resposta no domínio do tempo ao degrau aplicado ao sistema [10-13 mm] ...	81
Figura 65: Resposta no domínio do tempo ao degrau aplicado ao sistema [100-103 mm]	81
Figura 66: Resposta no tempo do sistema real comparativamente com os limites impostos	82
Figura 67: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada na posição $x=10$ mm	83
Figura 68: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada na posição $x=100$ mm	83
Figura 69: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada a posição $x=190$ mm	84
Figura 70: Sinusoide a 3 Hz e amplitude 1	84
Figura 71: Resposta como resposta a um degrau (119-120 mm)	85
Figura 72: Sinal que seria aplicado à válvula para degrau 119-120 mm.....	86
Figura 73: Resposta a degrau 30–40 mm	86
Figura 74: Sinal antes de saturação para comando da válvula para degrau 30-40 mm	87

Figura 75: Comparação da resposta do sistema com o sinal desejado para senoide de . 1 Hz e amplitude de 5 mm	88
Figura 76: Comparação da resposta do sistema com o sinal desejado para senoide de . 1 Hz e amplitude de 10 mm	88

Lista de Acrónimos

SISO	<i>Single-Input-Single-Output</i>
QFT	<i>Quantitative Feedback Theory</i>
LTI	Linear Time Invariant
MISO	Multiple-Input-Single-Output
MG	Margem de Ganho
MF	Margem de Fase
FIR	Finite-duration Impulse Response
V	Diferença de potencial elétrico [Volt]
I	Intensidade de corrente medida em Ampère [A]
R	Resistência elétrica medida em ohm [Ω]
s	Tempo em segundos
Pa	Pressão em Pascal
mV	Milivolt

Nomenclatura

t	Tempo
s	Segundos
rad/s	Radianos por segundo
dB	Decibéis
P₁, P₂	Pressão na câmara um e dois do cilindro, respetivamente
K	Ganho proporcional do sistema
ζ	Razão de amortecimento
ω_n	Frequência natural do sistema
Z	Zero do sistema
P	Pólo do sistema

Marcas registradas

No decorrer desta dissertação são utilizados os seguintes termos que dizem respeito a marcas registradas:

Terasoft

Matlab

Simulink

Vickers

Bosch

dSPACE

ControlDesk

Intel

1. Introdução

1.1. Enquadramento e descrição do problema

As máquinas de ensaios de componentes mecânicas podem exigir a aplicação de grandes esforços nos componentes a testar e, ao mesmo tempo, ter desempenho estático e dinâmicos exigentes. Nestes casos a opção natural é a utilização de sistemas de atuação hidráulica em conjunto com estratégias de controlo em malha fechada da velocidade, posição ou força.

Para o projeto e ajuste dos parâmetros dos controladores realimentados é comum recorrer-se a conhecimentos práticos e de experiência. Esta metodologia poderá ser melhorada se for possível ter um conhecimento prévio dos parâmetros do sistema. Como é típico dos sistemas hidráulicos, existe uma elevada variabilidade paramétrica, consoante diferentes condições de funcionamento como a posição de atuação, temperatura do fluido, a pressão de atuação, entre outras. Sendo um modelo a aproximação de um modelo matemático ao comportamento real do sistema, tem-se que o modelo do sistema varia mediante as condições em que se opera. Se forem utilizadas técnicas de síntese de controladores tradicionais como, por exemplo, os controladores PID, o controlador será projetado tendo em conta apenas os valores nominais dos parâmetros. Isto é, o controlador é ajustado apenas para uma zona de funcionamento do sistema, sendo esta a zona de funcionamento ótimo. Contudo, para outras zonas de funcionamento o controlador não terá o mesmo desempenho. Se for pretendido um melhor controlo do sistema que tenha em conta as incertezas, o que se utiliza na indústria são múltiplos controladores que vão sendo comutados, conforme diferentes condições, nomeadamente a posição. É de notar, assim, que este método tem a desvantagem de ser de complexa e morosa parametrização, uma vez que é necessário o ajuste dos parâmetros de um elevado número de controladores. Por outro lado, o acima exposto exige um elevado conhecimento técnico e experiência por parte de quem desenvolve os sistemas de controlo. O controlo robusto pode ser uma solução para os problemas de ajuste de controladores. No entanto,

a implementação de controladores robustos requer um conhecimento das incertezas da planta e conhecimentos avançados na área do controlo de sistemas. De forma a simplificar os procedimentos necessários à implementação de controladores robustos, o estabelecimento de uma metodologia para medição das incertezas da planta e, consequentemente, a tradução dessas incertezas em diferentes modelos para a planta, afigura-se como uma mais-valia que deve ser explorada e testada.

1.2. Objetivos

Como foi anteriormente descrito, o processo de parametrização de um sistema hidráulico, pode-se tornar num processo moroso e complexo. Esta dissertação visa, portanto, a sua simplificação tanto ao nível da recolha de parâmetros necessários ao projeto do controlador, como da síntese do próprio controlador. Posto isto, primeiramente deverá ser estudada uma metodologia que permita determinar automaticamente os diversos parâmetros do sistema a controlar, com a finalidade de serem parametrizados múltiplos modelos, tendo por base uma série de ensaios. Tendo-se conhecimento dos diversos modelos do sistema, deverá ser projetado e testado um controlador robusto de posição que cumpra um conjunto de requisitos de estabilidade e de seguimento de trajetória. O controlo robusto de posição a implementar deverá utilizar a técnica QFT (*Quantitative Feedback Theory*).

Para a validação da metodologia de medição das incertezas da planta e de projeto do controlador QFT deverão ser utilizados sistemas de atuação hidráulica disponíveis no Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro.

1.3. Organização da dissertação

O texto da dissertação está organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 2, é feito estado da arte do controlo robusto, onde são apresentadas diferentes técnicas;
- No Capítulo 3, é descrito o sistema de atuação hidráulica utilizado para a validação da metodologia e teste do controlador de posição QFT, assim como o sistema de controlo e aquisição de dados;
- No capítulo 4, é descrita a primeira abordagem ao sistema de atuação para familiarização com o mesmo, bem como as primeiras tentativas de recolha de parâmetros do sistema;
- No capítulo 5, é descrita a metodologia utilizada para a medição dos parâmetros do sistema;
- No capítulo 6, é aplicada a técnica QFT. É aqui feita uma descrição detalhada do processo de síntese do controlador.
- No capítulo 7, são descritas várias experiências em ambiente simulado e no sistema de atuação real para validação da metodologia e avaliação do desempenho do controlador QFT desenvolvido;
- Por fim, no capítulo 8, são apresentadas as conclusões e sugestões para possíveis trabalhos futuros.

2. Estado da arte

2.1. Controlo robusto

Quando é criado um modelo matemático de um sistema, na verdade está a ser feita uma aproximação do sistema real. Como tal, o modelo obtido pode apresentar diversos tipos de incertezas paramétricas.

É de grande importância em sistemas de elevado desempenho, que as incertezas sejam levadas em conta no projeto de controladores para o sistema, para que se consiga obter o melhor desempenho possível. Como tal, convém representar o modelo físico por um sistema incerto, constituído por um modelo matemático nominal com as respetivas incertezas. Entramos assim na área do *Controlo Robusto*, que é definida como o ramo da *Teoria do Controlo* responsável pelo estudo de sistemas que envolvem um sistema nominal e um conjunto de incertezas em torno deste. Por sua vez a *Teoria de Controlo* [1] é uma área interdisciplinar da engenharia e da matemática que trata do comportamento de sistemas dinâmicos com entradas, estudando como seu comportamento é afetado pela realimentação. Portanto, o seu objetivo será controlar um sistema de forma a termos na saída o sinal desejado, ou melhor que a diferença entre o sinal desejado e o sinal de saída seja minimizada.

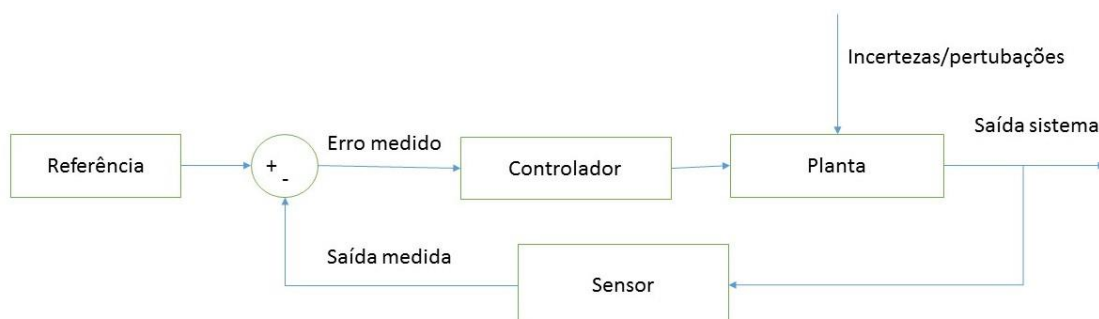


Figura 1: Diagrama de blocos de um sistema de controlo

Um controlador robusto é portanto um controlador projetado de modo funcionar com um determinado desempenho na presença de incertezas paramétricas e perturbações.

São utilizados diversos métodos de controlo robusto para controlo robusto de sistemas hidráulicos. Em [2] é apresentado para controlo de robusto de um sistema hidráulico, um controlador em cascata não-linear baseado num observador de perturbações do sistema, com especificações de seguimento de trajetória, na presença de perturbações externas e incertezas paramétricas. Este controlador em conjunto com o observador, demonstrou excelente seguimento de trajetória na presença de incertezas paramétricas e perturbações externas como por histerese e atrito, quer em ambiente simulado, que em ambiente real. Em [3] é proposto um controlador H infinito como forma de responder as exigências das antenas de transmissão dos navios de guerra, que podem ser facilmente perturbadas pelas marés, vibrações e impactos. Após simulação e resultados experimentais verificou-se o desempenho claramente superior quando comparado com um controlador PI, assegurando uma resposta dinâmica especificada, nas condições de funcionamento mais exigentes.

É também proposta em [4] uma metodologia para controlo robusto de posição de uma servo-válvula hidráulica controlados hidraulicamente, utilizando a técnica “Sliding Mode” (SMT). Esta técnica permitiu um controlo robusto na presença de perturbações paramétricas que se revelou mais robusto do que um PID, apresentando melhores resultados para seguimento de trajetória. Este controlador apresentou também boa capacidade de rejeitar incertezas e perturbações especificadas.

Em [5] é proposta uma metodologia para controlo robusto de sistemas actuados hidraulicamente, utilizando “Adaptive Back-Stepping Control Scheme” (ABSC), que apresentou robustez face a incertezas do sistema como o atrito viscoso, atrito de Couloumb, fugas da bomba. Foi comprovado em ambiente simulado e experimentalmente que este tipo de controlador consegue cumprir com as especificações de seguimento de trajetória desejadas apresentando robustez face a incertezas do sistema.

Em [6] é criado um controlador com recurso à técnica QFT para controlo robusto de um cilindro hidráulico baseado em modelos lineares com incertezas paramétricas, em que as

incertezas refletem a variação de parâmetros e perturbações externas. No projeto do controlador são definidas especificações do domínio da frequência para seguimento de trajetória e rejeição de perturbações. Este controlador demonstrou estabilidade robusta face a incertezas do sistema, cumprindo as especificações impostas.

Em [7] é estudada a aplicação de controladores QFT a sistemas de atuação hidráulica, tendo sido demonstrado experimentalmente que este tipo de controlo é capaz de manter robustez face a variações na dinâmica do sistema hidráulico, que ocorrem devido a variações de carga, incerteza na pressão da bomba, e vibrações do atuador.

A técnica escolhida foi a técnica QFT uma vez que foi proposta ao autor e após um estudo bibliográfico verificou-se que este tipo de controlo seria vantajoso para controlo do sistema hidráulico utilizado nesta dissertação.

QFT é uma técnica dedicada ao projeto de controladores robusto para sistemas de controlo com realimentação. Inicialmente desenvolvida por *Isac Horowitz* [8][9], é uma técnica no domínio da frequência que utiliza a “Carta de Nichols” de modo a se obter controlo robusto sobre uma região específica da incerteza da planta. As respostas desejadas no domínio do tempo são convertidas em tolerâncias no domínio da frequência que conduzem aos chamados “*bounds*”, que correspondem aos contornos definidos na carta de Nichols correspondentes às especificações impostas.

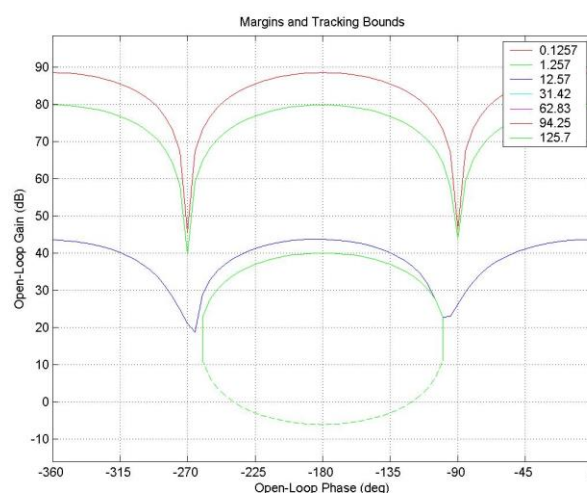


Figura 2: Exemplo de *bounds*

Após a criação dos *bounds* é sintetizado o controlador através de *Loop Shaping*, que cumpre com as especificações definidas. Este é um processo gráfico que permite ao projetista ver que traçados são necessários obter de forma a alcançar o nível desejado de desempenho.

Na figura seguinte está representado um diagrama de blocos de um sistema com realimentação com controlador QFT, onde estão incluídos todos os blocos intervenientes no controlo, bem como diversos tipos de perturbações.

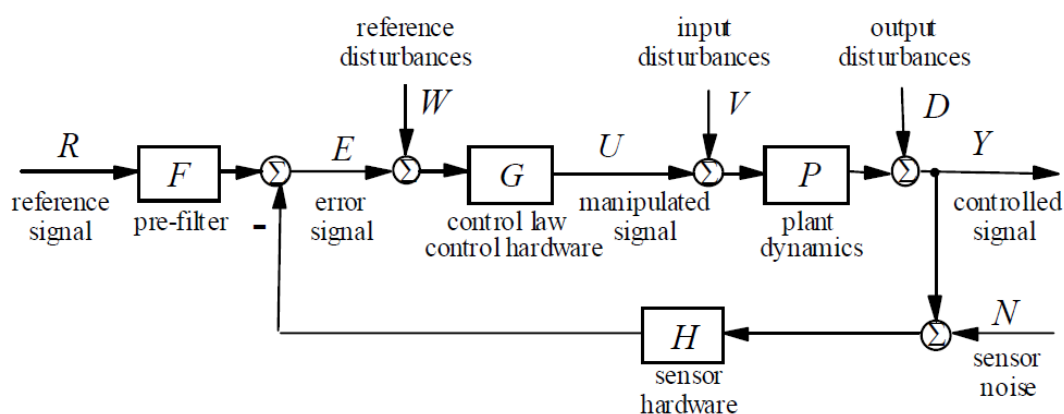


Figura 3: Diagrama de blocos de um sistema com controlador QFT

No sistema anterior, tem-se que “P” representa a planta do sistema incluído as respectivas incertezas e “G” corresponde ao controlador criado com base nas especificações definidas. “F” é respeitante ao pré-filtro que tem como função garantir que a dinâmica do sistema está dentro dos limites desejados.

Quando comparando com outras técnicas de controlo robusto baseados em espaços de estados, aqui são modelados explicitamente só os estados possíveis, e é uma técnica que permite avaliar com facilidade, o balanço entre estabilidade, desempenho, complexidade e largura de banda do controlador[10]. Como este foi o método adotado será feita adiante uma descrição mais detalhada deste método.

3. Plataforma para realização de ensaios experimentais

Para a realização dos ensaios experimentais foram utilizadas duas unidades de atuação hidráulica: um conjunto servoválvula + cilindro hidráulico na posição vertical (que faz parte de uma prensa de atuação hidráulica) e um conjunto servoválvula + cilindro hidráulico colocado numa posição horizontal.

Para a realização dos ensaios experimentais também foi utilizada uma plataforma de monitorização e controlo composta por uma carta de controlo da dSPACE instalada num computador pessoal e que pode ser programada através do Matlab&Simulink, e uma aplicação para desenvolvimento de interface com o utilizador (ControlDesk). Os dois sistemas hidráulicos são alimentados por uma central hidráulica (figura 4), que está preparada para funcionar a pressão constante e que é composta pelos seguintes elementos: reservatório de óleo, acumulador hidráulico, uma bomba hidráulica de cilindrada variável de 14 cm³ de cilindrada variável e com pressão máxima de 160 Bar (BOSH REXROTH PV7/10-14RERO1 COM-16) e um motor trifásico de 7.5 KW. É possível ajustar o valor e pressão desejável à saída através de um ajuste mecânico.

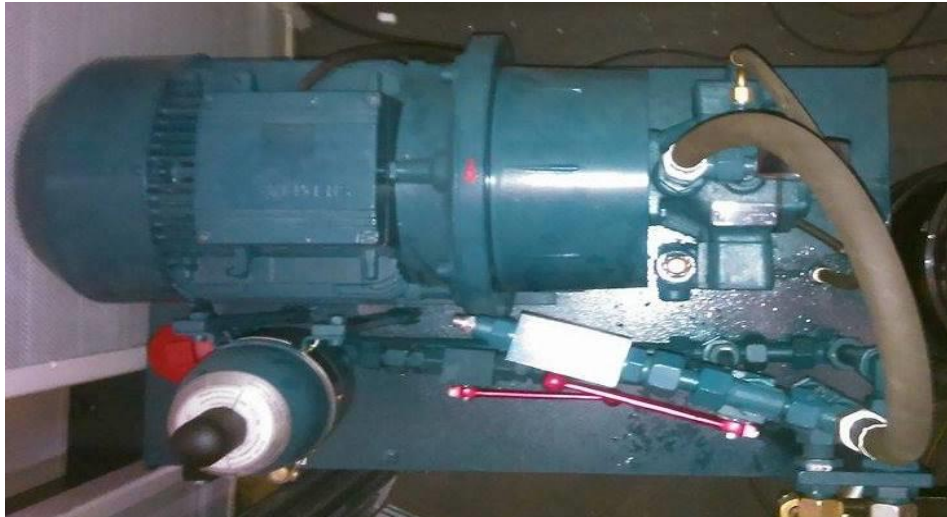


Figura 4: Central hidráulica

3.1. Atuadores hidráulicos

Para o desenvolvimento desta dissertação foram utilizados dois servo atuadores hidráulicos ligados à referida central hidráulica, sendo que cada servo atuador é colocado em funcionamento em momentos diferentes.

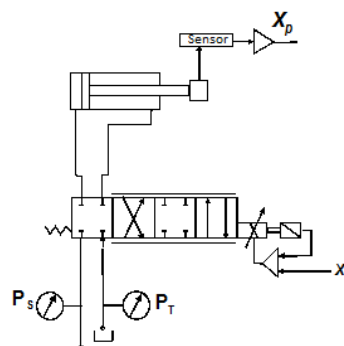


Figura 5: Sistema horizontal

O primeiro servo atuador, da figura 5, é constituído por:

- Cilindro hidráulico assimétrico, com vedantes de baixo atrito com dimensões $\varnothing 63 \cdot \varnothing 43 \cdot 200$ mm;
- Válvula de controlo proporcional *Vickers* modelo D1FPE50MB9NB00-13, caudal nominal 40l/min e comando analógico de ± 10 Volt DC;
- Transdutor de posição analógico interno *Temposonic*, R-SERIESRHM0400MD60IAOI para 400 mm de curso, com sinal de saída de 4-20mA;
- Transdutores de pressão colocados à entrada da válvula (pressão na bomba) e à saída do servo atuador (pressão no tanque) *Parker* modelo SCP-250-34-07 para uma pressão máxima de 250 bar, com sinal de saída 4-20 mA.

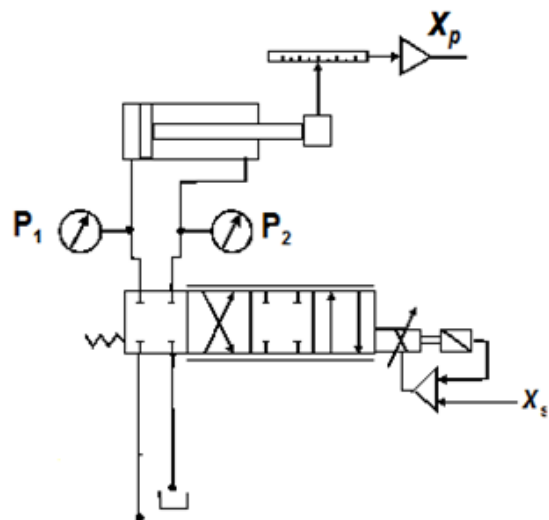
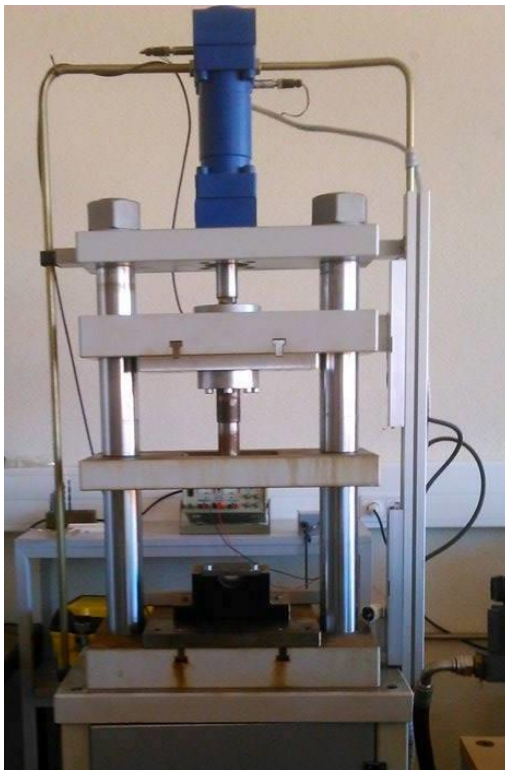


Figura 6: Sistema vertical

O segundo servo atuador, (figura 6) está colocado numa prensa hidráulica e é constituído por:

- Cilindro hidráulico assimétrico com vedantes de baixo atrito com dimensões 80Ø•45Ø•200 mm;
- Válvula de controlo proporcional *Bosch* modelo 0 811 404 613, caudal nominal 40l/min e comando analógico de $\pm 10\text{VDC}$;
- Régua ótica incremental *Fagor* SSX-220-3-A com output diferencial TTL e 1 μm de resolução;
- Transdutores de pressão colocados na entrada das câmaras do cilindro *Norgren* modelo 0862670, para uma pressão máxima de 250 bar, com sinal de saída de 4-20 mA.

3.2. Aquisição de dados

3.2.1. *Software e hardware* para controlo e aquisição de dados

Para aquisição de dados e controlo dos sistemas acima apresentados foi usada uma carta da *dSPACE* (DS1102). A carta utilizada possui quatro canais de entrada analógicos, tendo duas entradas resolução de 12 bit e outras duas resolução de 16 bit. Possui também quatro canais de saída, com 12 bit de resolução que permite adquirir sinais em tensão na gama -10 a 10 Volt.

Esta carta esta vocacionada para simulação em tempo real de sistemas e, portanto, para a implementação de controladores, uma vez que garante a execução dos algoritmos de

controlo em tempo real. Os modelos para simulação e os controladores foram implementados na presente plataforma, em ambiente Matlab&Simulink, sendo o código de tempo real gerado em linguagem C, recorrendo ao Real Time Workshop (RTW) da Mathworks e ao Real Time Interface (RTI) da dSPACE. A interação com o programa pode ser realizada através da aplicação ControlDesk da dSPACE e das funções Matlab “MLIB” fornecidas pela dSPACE. Estas funções permitem assim a criação de uma função Matlab, que recorrendo a vários testes permitem a recolha de dados necessários ao projeto do controlador. A versão do Matlab utilizada é a versão 6.5, e a versão Simulink a 5.0.1, instalados num computador com 2 GB de memória RAM e um processador Intel Core 2 Duo @ 3.00 GHz. Uma vez que parte da instrumentação que utilizamos possui saída de sinal em corrente (mA), foi necessária a conversão de corrente em tensão com recurso a resistências, de modo a que os sinais de entrada se encontrassem no intervalo [-10 10] Volt.

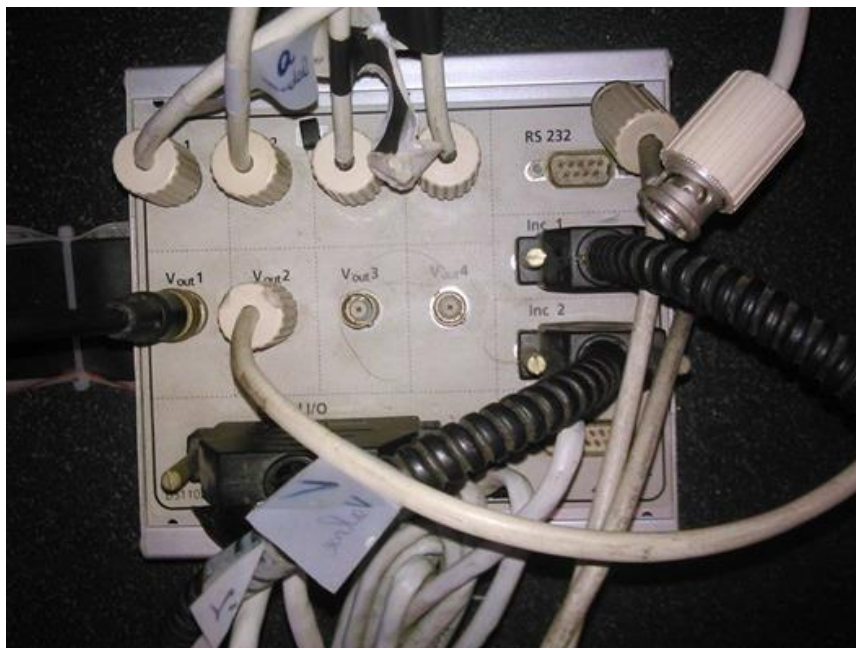


Figura 7: Box com os terminais de ligação ao exterior da carta utilizada

3.2.2. Preparação de hardware

Foi necessário criar as ligações de forma a se poder adquirir dados e controlar os sistemas utilizando a carta *dSPACE* acima referida. Como consequência de parte dos sensores possuírem o sinal de saída em corrente (4-20mA) foi necessária a sua conversão em tensão, no intervalo [-10,10] V.

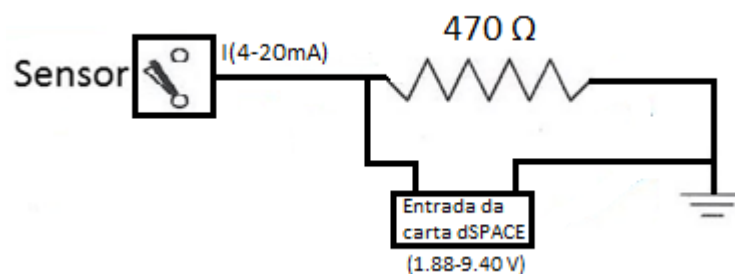


Figura 8: Conversão de sinal de corrente para tensão para aquisição de dados pela carta dSPACE

Para a referida conversão, optou-se por utilizar uma resistência de 470 Ω , obtendo-se assim tensões à entrada da carta no intervalo [1.88, 9.40] V. Após a construção dos respetivos circuitos procedeu-se à sua calibração, tendo por base dados dos catálogos e experiências com as mesmas variáveis calculadas de forma diferente, a fim de se confirmar a veracidade das mesmas. A conversão de sinal elétrico (Volt) na grandeza que se pretende medir (por exemplo a posição), é feita em *Simulink* sendo que o modelo criado (para o sistema horizontal) é o apresentado na figura 9:

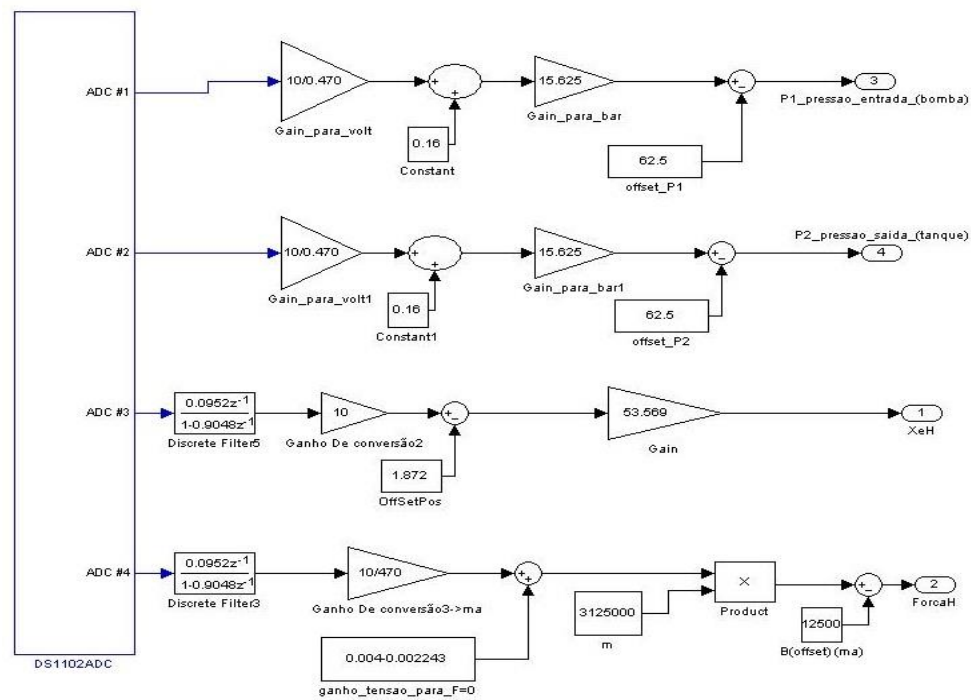


Figura 9: Modelo em *Simulink* para aquisição e conversão dos sinais em valores de posição, força ou pressão

Para a operação do sistema foi criado uma interface com recurso a aplicação *ControlDesk* da *dSPACE*, conforme representado na figura 10:

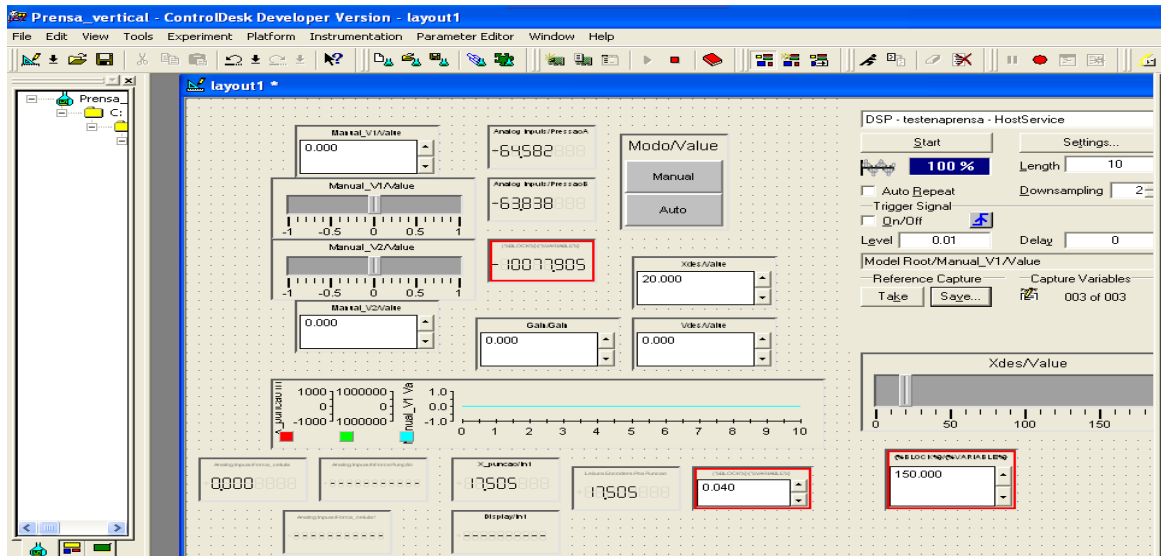


Figura 10: Interface para controlo e monitorização do sistema

A interface criada permite portanto o comando manual da válvula no intervalo $[-1,1]$ (que corresponde a $\pm 100\%$ de abertura da válvula), bem como o controlo automático de posição com recurso a um controlador PID, ou a um controlador robusto QFT sintetizado no decorrer desta dissertação. Nesta interface também é visualizado o estado das variáveis adquiridas, que são também representadas graficamente. Adicionalmente, existe também a possibilidade das variáveis serem gravadas em disco durante a realização de testes, sendo possível também definir uma condição para iniciar a aquisição de dados, como por exemplo quando a válvula é comandada acima de certo valor, por exemplo 0, se se pretender começar a aquisição quando a válvula abre.

4. Modelos de servomecanismos hidráulicos e testes preliminares

Para implementar controladores robustos é necessário estimar as incertezas da planta. De modo a avaliar a sua viabilidade é necessário descrever o comportamento dinâmico dos sistemas através de um conjunto de modelos matemáticos que, naturalmente, incluem componentes com comportamentos não lineares. Esse estudo também é importante para avaliar quais os parâmetros que estão sujeitos a variações e quais os parâmetros que podem ser facilmente aferidos por sensorização da planta.

Foi utilizado um modelo não linear anteriormente desenvolvido no âmbito de uma tese de doutoramento intitulada “Modelação de Sistemas Hidráulicos para Simulação com Hardware-in-the-loop” [11] para a descrição de um conjunto válvula proporcional + cilindro hidráulico:

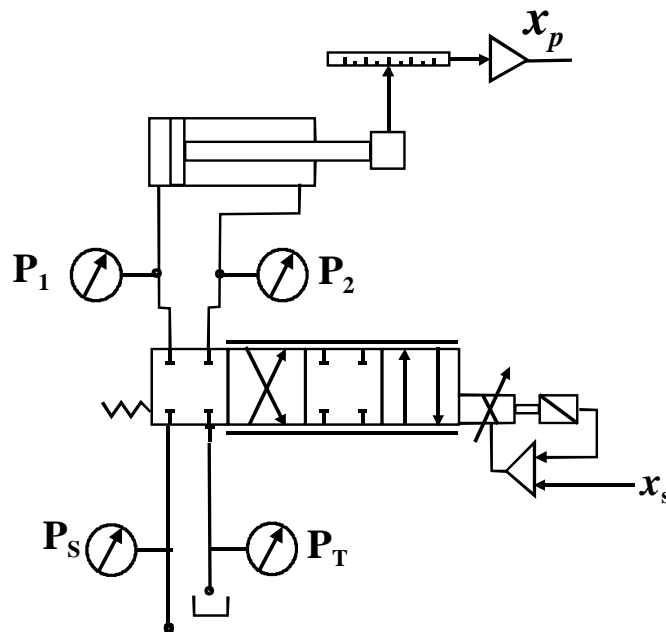


Figura 11: Esquema hidráulico de um servomecanismo hidráulico

Considere-se o servomecanismo hidráulico genérico da figura 11, composto por uma válvula proporcional e um cilindro hidráulico.

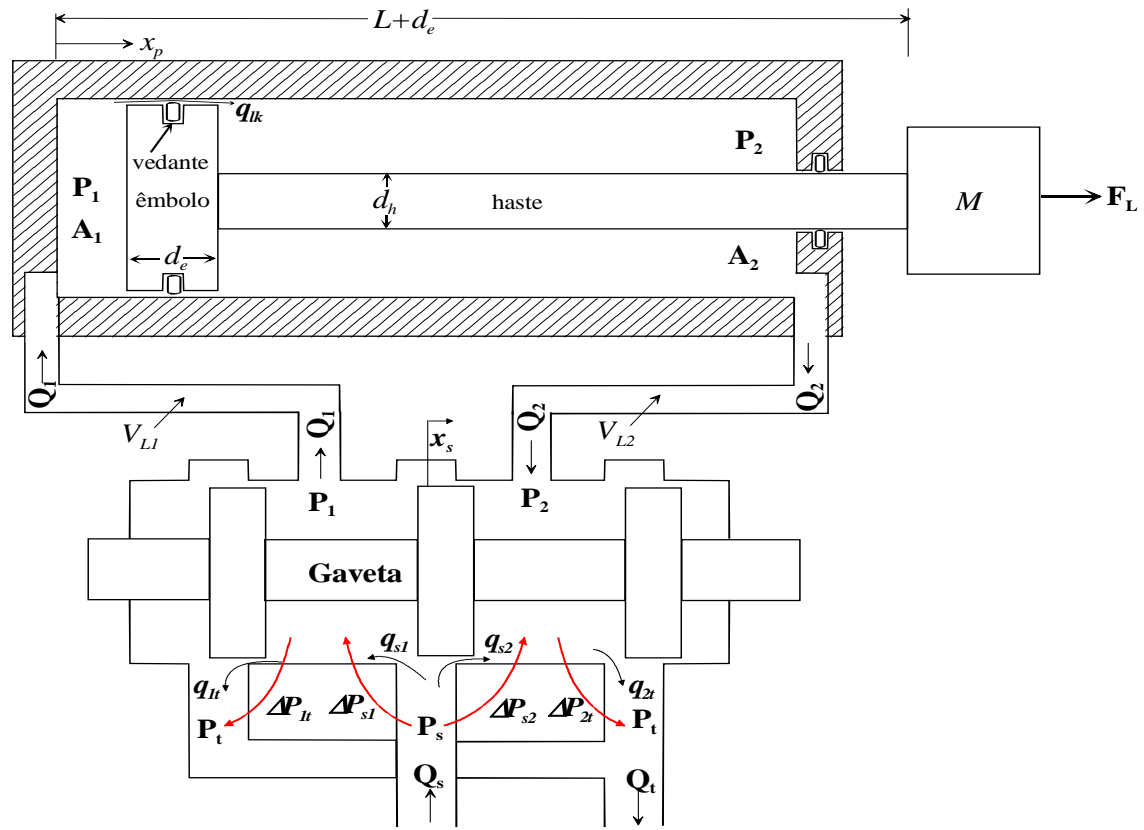


Figura 12: Diagrama do servomecanismo hidráulico (válvula + cilindro hidráulico)

A seguinte equação é definida como equação de continuidade do escoamento:

$$Q_i - Q_i = \frac{dV}{dt} + \frac{V}{\beta_e} \frac{dP}{dt} \quad (4.1)$$

Onde:

- Q_i é o caudal de entrada [m^3/s]
- Q_s é o caudal de saída [m^3/s]
- β_e é o módulo de compressibilidade efetivo do sistema [Pa]
- P é pressão a que se encontra o óleo [m^3]

O módulo de compressibilidade de um sistema, é uma medida da sua compressibilidade, sendo um parâmetro muito importante no estudo da dinâmica dos sistemas hidráulicos. O módulo de compressibilidade do sistema depende em grande parte do módulo de compressibilidade do fluido. Por sua vez, o módulo de compressibilidade do fluido, varia com a variação da sua temperatura, pressão, ou presença de ar no fluido, existindo estudos dedicados á influencia destas no módulo de compressibilidade do sistema, como por exemplo [12]. Quando comprimido numa câmara de um cilindro, o óleo comporta-se como uma mola, introduzindo um sistema massa-mola de segunda ordem, cuja frequência natural limita a largura de banda de qualquer sistema hidráulico.

O termo $\frac{dV}{dt}$ diz respeito a deformação no volume de controlo, que pode estar associado por exemplo a um movimento do êmbolo do cilindro. $\frac{V}{\beta_e} \cdot \frac{dP}{dt}$ é referente ao caudal devido à compressibilidade efetiva do sistema. A variação das paredes do volume de controlo estão implicitamente inseridas no módulo de compressibilidade efetivo, não sendo portanto contabilizadas no primeiro termo ($\frac{dV}{dt}$).

Aplicando a equação da continuidade a cada uma das câmaras do cilindro e tendo como base o diagrama da figura 12, é possível obter os caudais envolvidas na movimentação do servo atuador. Aqui são também considerados os volumes das tubagens de alimentação do cilindro, sendo estes V_{L1} e V_{L2} , para a câmara 1 e para a câmara 2, respetivamente.

Para determinada posição x_e do êmbolo os volumes são, para as câmaras 1 e 2:

$$V_{L1} = V_{L1} + A_1 \cdot x_e \quad (4.2)$$

$$V_{L2} = V_{L2} + A_2 \cdot (L - x_e) \quad (4.3)$$

Portanto, o caudal de entrada nas câmaras 1 e 2 é dado por:

$$Q_1 = g_{lk}(P_1 - P_2) + A_1 \cdot V_e + \frac{V_{L1} + A_1 \cdot x_e}{\beta_e} \cdot \frac{dP_1}{dt} \quad (4.4)$$

$$Q_2 = g_{lk}(P_1 - P_2) + A_2 \cdot V_e + \frac{V_{L2} + A_2 \cdot (L - x_e)}{\beta_e} \cdot \frac{dP_2}{dt} \quad (4.5)$$

Onde o termo $q_{lk} = g_{lk}(P_1 - P_2)$ representa o caudal de fugas internas do cilindro. As fugas externas são consideradas nulas. O caudal de fugas é assumido laminar e é quantificado pela condutância de fugas g_{lk} . A metodologia para o cálculo deste valor pode ser consultada em [11].

A dinâmica do êmbolo do cilindro é definida por:

$$M \cdot a_e = P_1 A_1 - P_2 A_2 - F_a + F_l \quad (4.6)$$

Onde:

- $a_e = \frac{dv_e}{dt}$ – aceleração do êmbolo
- F_l - força da carga
- F_a - força de atrito
- M – Massa total em movimento (carga+embolo+haste+massa de óleo no interior do cilindro)

Para modelação da válvula é utilizada a equação de orifício considerando que se tem escoamento turbulento. Tem-se portanto que:

$$\begin{cases} Q_1 = A_1 \cdot x_s \cdot C_d \sqrt{\frac{2 \cdot (P_s - P_1)}{\rho}} \\ Q_2 = A_1 \cdot x_s \cdot C_d \sqrt{\frac{2 \cdot (P_2 - P_t)}{\rho}} \end{cases} \quad (4.7)$$

Onde:

- A_1, A_2 – área da secção da válvula para uma abertura X_s
- X_s – Posição da válvula
- C_d – é o coeficiente de descarga do orifício
- ρ – é a massa específica

O modelo da válvula válido para pequenos sinais, resultante de um processo de linearização da válvula em torno de $X_s=0$, é o seguinte:

$$\begin{cases} q_1 = K_{q1} \cdot x_s - K_{c1} \cdot p_1 \\ q_2 = K_{q2} \cdot x_s - K_{c1} \cdot p_2 \end{cases} \quad (4.8)$$

Onde:

- K_{c1}, K_{c2} – coeficientes caudal-pressão
- K_{q1}, K_{q2} – ganho de caudal da válvula
- q_1, q_2, p_1, p_2 – representam pequenas variações em torno do ponto de linearização

Substituindo os caudais definidos nas equações dinâmicas da pressão nas câmaras do cilindro, em conjunto com a equação linear do movimento e considerando os caudais de fugas do cilindro nulas, estabelece-se as equações linearizadas do conjunto válvula + cilindro:

$$\begin{cases} \dot{p}_1 = \frac{\beta_e}{V_1} (K_{q1} \cdot x_s - k_{c1} \cdot p_1 - A_1 \cdot v_e) \\ \dot{p}_2 = \frac{\beta_e}{V_2} (-K_{q2} \cdot x_s - k_{c2} \cdot p_2 + A_2 \cdot v_e) \\ \dot{V}_e = \frac{1}{M} \cdot (A_1 \cdot p_1 - A_2 \cdot p_2 + M \cdot g - f \cdot v_e) \\ \dot{x}_e \doteq v_e \end{cases} \quad (4.9)$$

Onde $V_1 = V_{L1} + A_1 \cdot X_{e0}$ e $V_2 = V_{L2} + A_2 \cdot (L - X_{e0})$ representam os volumes mortos, condutas e câmaras da válvula e M representa toda a massa em movimento (êmbolo, haste, guias e massa em movimento e massa de óleo no interior do cilindro).

O atrito viscoso f é usado para modelar todos os efeitos do atrito (válvula e cilindro). Não se consideram as fugas internas do cilindro, e tem-se para um sistema com movimentação vertical que as equações linearizadas podem ser expressas através do espaço de estados seguinte:

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_1 \\ \dot{p}_2 \\ \dot{v}_e \\ \dot{x}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\beta_e \cdot K_{c1}}{V_1} & 0 & -\frac{\beta_e \cdot A_1}{V_1} & 0 \\ 0 & -\frac{\beta_e \cdot K_{c2}}{V_2} & \frac{\beta_e \cdot A_2}{V_2} & 0 \\ \frac{A_1}{M} & -\frac{A_2}{M} & -\frac{f}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ v_e \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\beta_e \cdot K_{q1}}{V_1} & 0 \\ -\frac{\beta_e \cdot K_{q2}}{V_2} & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_s \\ g \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_e \\ x_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ x_p \\ v_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_s \\ g \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Para o sistema com movimento horizontal, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_1 \\ \dot{p}_2 \\ \dot{x}_e \\ \dot{v}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\beta_e \cdot K_{c1}}{V_1} & 0 & -\frac{\beta_e \cdot A_1}{V_1} & 0 \\ 0 & -\frac{\beta_e \cdot K_{c2}}{V_2} & \frac{\beta_e \cdot A_2}{V_2} & 0 \\ \frac{A_1}{M} & -\frac{A_2}{M} & -\frac{f}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ x_e \\ v_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\beta_e \cdot K_{q1}}{V_1} \\ -\frac{\beta_e \cdot K_{q2}}{V_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [X_s]; \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} v_e \\ x_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_e \\ x_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_e \\ x_e \end{bmatrix} \cdot [X_s]; \quad (4.13)$$

Da análise dos modelos lineares pode verificar-se que existem um conjunto de parâmetros que deverão ser estimados pois introduzem variabilidade na planta, sendo estes:

- β_e – módulo de compressibilidade (varia essencialmente com a temperatura, pressão e presença de ar no fluido)
- M – massa da partes móveis, que pode variar de acordo com a operação a realizar
- f – coeficiente de atrito que varia principalmente de acordo com a temperatura do óleo e velocidade de deslocamento, bem como do acabamento da superfície interna do cilindro
- k_c – coeficiente de caudal-pressão que varia de acordo com a abertura da válvula
- k_q – coeficiente de volume-pressão que varia de acordo com a posição do êmbolo

A partir do modelo anterior foi criado um modelo em espaço de estados para um sistema hidráulico. Devido a falta de conhecimento prévio de alguns valores do sistema em estudo, foram estimados valores com base no conhecimento de parâmetros de outro sistema hidráulico semelhante.

Parâmetros conhecidos:

- Volume morto 1 do sistema (V_{m1}) $4e - 5$ (m^3)
- Volume morto 2 do sistema (V_{m2}) $6e - 5$ (m^3)

Os volumes mortos foram estimados tendo em conta as dimensões do cilindro e das tubagens.

- Áreas do cilindro:

$$A_{\text{êmbolo}} = 50.26e-4 \text{ (m}^2\text{)}$$

$$A_{\text{anel}} = 34.36e-4 \text{ (m}^2\text{)}$$

- Comprimento da haste:

$$L = 0.2 \text{ m;}$$

Calculada com base no volume das partes moveis e na massa específica do aço com 0.2 de carbono em peso (7860 kg/m^3)

- Massa das partes móveis do cilindro: 84 Kg
- Gravidade:
 9.8 m/s^2

Parâmetros estimados a partir de outro sistema hidráulico:

- Ganho caudal-pressão 1:
 $K_{c1} = 3.644e-12 \text{ (m}^3\text{/s} \cdot \text{Pa)}$
- Ganho caudal-pressão 2:
 $K_{c2} = 3.644e-12 \text{ (m}^3\text{/s} \cdot \text{Pa)}$
- Ganho de caudal 1:
 $K_{q1} = 4.76e-4 \text{ (m}^3\text{/s)}$
- Ganho de caudal 2:
 $K_{q1} = 4.76e-4 \text{ (m}^3\text{/s)}$
- Módulo de compressibilidade do sistema:
 $B_e = 9000e5 \text{ (Pa)}$
- Atrito:
 $3500 \text{ N} \cdot \text{s/m}$

A partir destes dados, e com o objetivo de familiarização com a síntese de controladores utilizando o método QFT foram criados múltiplos modelos do sistema para posterior criação de controladores, utilizando a metodologia descrita no capítulo 6.

Foram também realizados testes com um modelo não linear desenvolvido na dissertação “*Modelação de Sistemas Hidráulicos para Simulação com Hardware-in-the-loop.*”[11]. O modelo está representado em *Simulink* na figura 13, que contem os modelos válvula + cilindro:

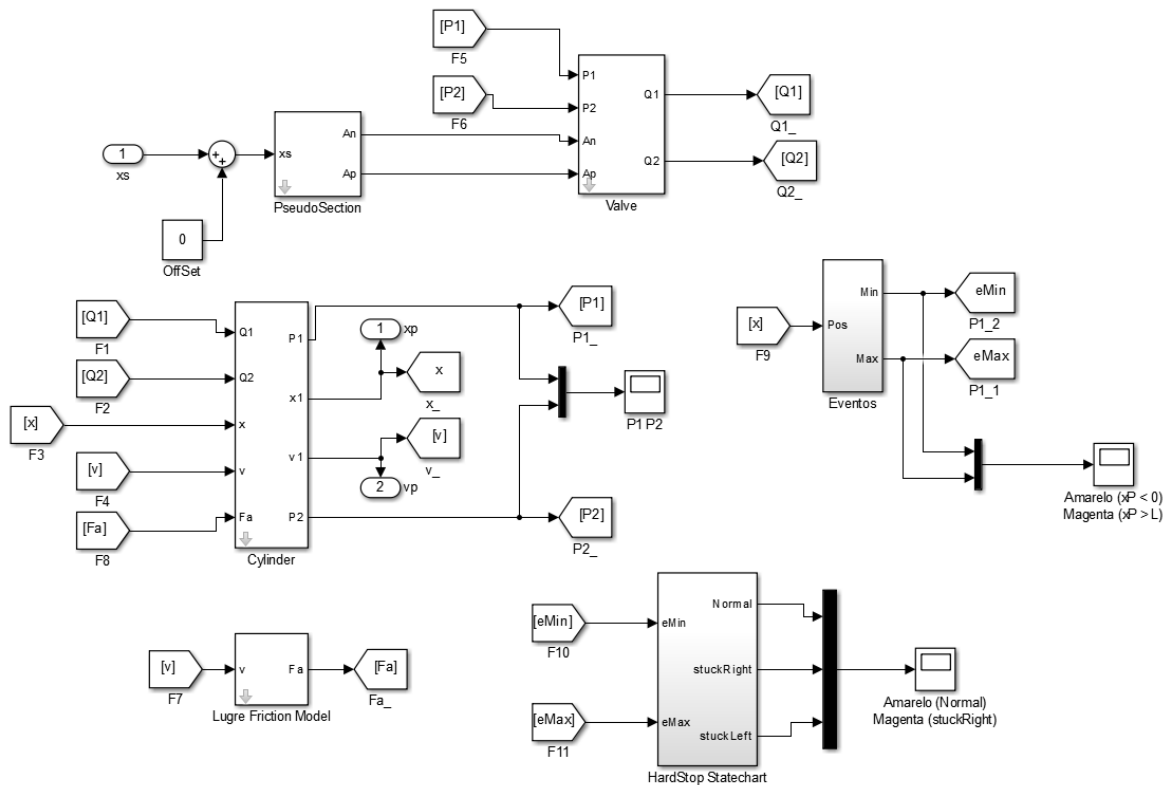


Figura 13: Modelo não linear do conjunto válvula + cilindro utilizado em [14]

Inicialmente, de forma a haver uma familiarização com o sistema e com a metodologia proposta no capítulo 6, foram criados diversos controladores e simulados no presente modelo. A metodologia seguida para a criação do controlador é descrita detalhadamente no capítulo 6.

Após sintetizado o controlador, os resultados obtidos em ambiente simulado foram bons. Contudo, testando o controlador no sistema real obtiveram-se resultados indesejados, sendo que, o sistema com este controlador era muito instável. Isto deve-se, muito

provavelmente, ao facto de os parâmetros do sistema não coincidirem com os do sistema real.

4.1. Estudo do atrito

Sendo uma das propriedades mais relevantes no desempenho de sistemas hidráulicos, começou-se por realizar um estudo do atrito do sistema, tendo-se iniciado pela sua caracterização para se tentar proceder posteriormente à sua quantificação.

O atrito é definido como a força tangencial de reação, que se opõe ao movimento do cilindro. O que, pode ser favorável quando pretendemos desaceleração, mas desfavorável na situação inversa, podendo levar à diminuição do desempenho em sistemas dinâmicos, como o é, o que estamos a tratar. As baixas velocidades, o fluido forma uma camada superficial fina, e as forças de corte determinam a força de atrito. Quando se está perante altas velocidades, a força de atrito depende da viscosidade do fluido bem como da distribuição de velocidades na camada de fluido.

Como pode ser observado na figura 14, o coeficiente de atrito em sistemas lubrificados, decresce com o aumento da velocidade até ao ponto de lubrificação elastohidrodinâmica, que é o ponto onde se inicia a lubrificação hidrodinâmica, sendo este o ponto de menor coeficiente de atrito. Quando a espessura da película de fluido é suficiente para separar completamente os dois corpos em contacto, o coeficiente de atrito aumenta com a velocidade em condições de lubrificação hidrodinâmica. Na figura 15 está representado o valor das forças de atrito como função da velocidade. São representadas as diversas componentes de atrito e a força total de atrito, que resulta da soma de todas as componentes (atrito de Coulomb, atrito viscoso, atrito associado a “colagem” do vedante a parede do cilindro).

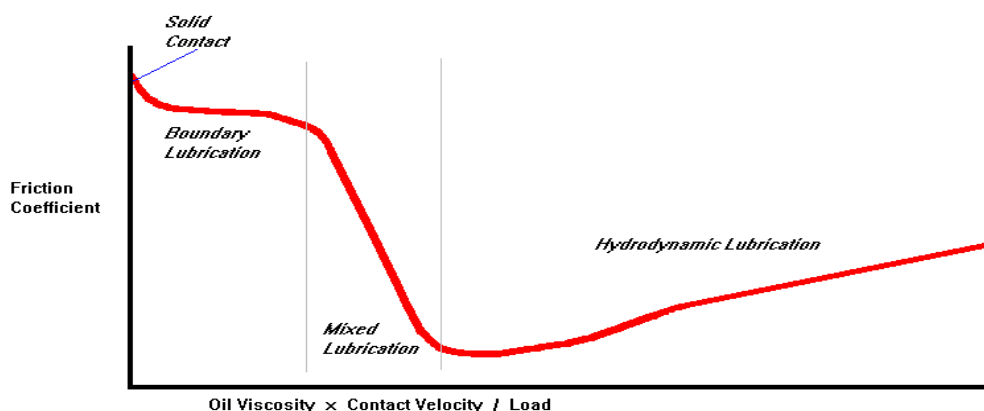


Figura 14: Coeficiente de atrito vs velocidade [15]

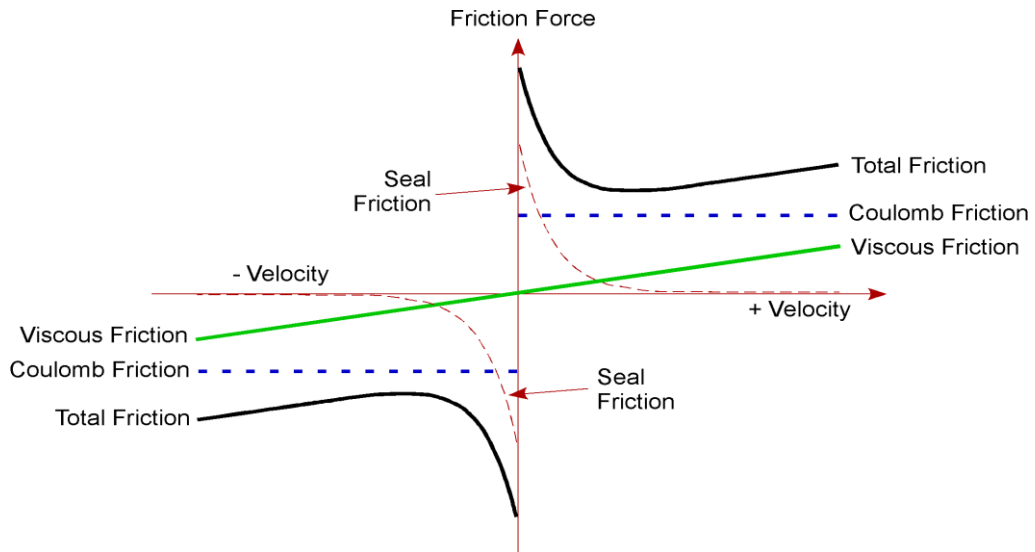


Figura 15: Força de atrito como função de velocidade [14]

4.1.1. Estudo do atrito na prensa vertical

Segundo a segunda lei de Newton, temos que:

$$F = M\ddot{x} \quad (4.14)$$

Aplicando a um cilindro hidráulico na vertical:

$$\sum F = P_2 A_2 - P_1 A_1 - f\dot{x} - Mg = M\ddot{x} \quad (4.15)$$

Para uma velocidade constante ($\ddot{x}=0$), tem-se que:

$$f\dot{x} = P_2 A_2 - P_1 A_1 + Mg \quad (4.16)$$

Colocado o sistema a velocidade constante e adquiridos os valores das pressões para essa condição, seria possível calcular o valor do coeficiente de atrito para o referido sistema.

4.1.2. Estudo do atrito no servo hidráulico horizontal

Neste sistema hidráulico dispõem-se apenas de sensores de pressão à entrada do cilindro e à saída, pelo que apenas dispomos dos valores de pressão no tanque (P_t) e na bomba (P_p). Como tal, não podemos aplicar diretamente as igualdades acima definidas. Tentou-se, portanto, estimar a pressão em cada uma das câmaras com base nas pressões do tanque e da bomba, e em dados do catálogo da válvula [16] do sistema em questão. Para as câmaras A e B (anteriormente referidas como 1 e 2) curto-circuitadas, a queda de pressão da bomba (P) para o tanque (T), está representada na figura 16.

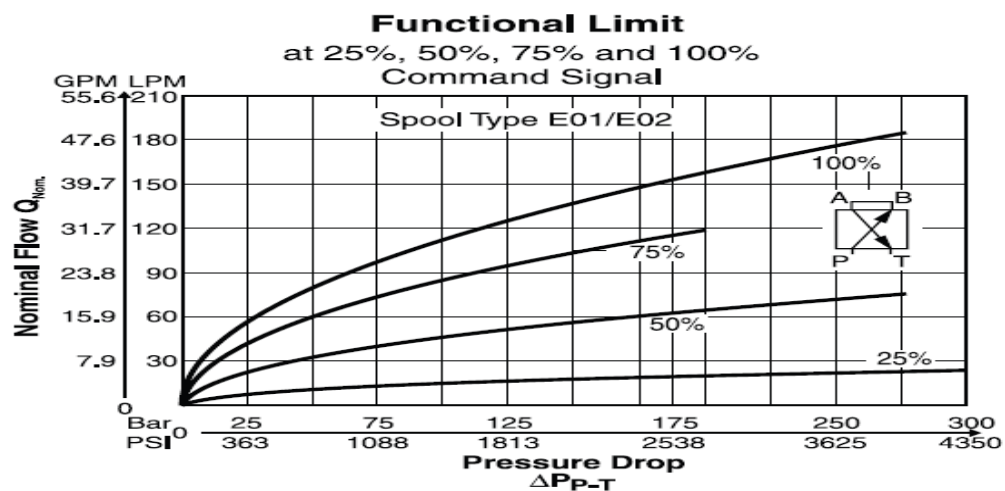


Figura 16: Caudal versus queda de pressão com P e T curto-circuitados [16].

Foram realizadas várias experiências a velocidade constante para 25% e 50 % de abertura da válvula. Destes ensaios foram recolhidos os valores das respetivas pressões ao longo do percurso. Com os valores estimados para as pressões das câmaras aplicou-se as igualdades anteriores visando a obtenção de um valor para coeficiente de atrito. Contudo os resultados obtidos revelaram-se muito discrepantes dos valores que seria suposto obter. Isto deve-se ao facto de terem feito várias aproximações, nomeadamente se considerar o cilindro simétrico e pelo facto de na realidade as saídas A e B não estarem curto-circuitadas.

Uma vez que não se dispunha do hardware adequado optou-se por determinar o modelo do sistema como descrito no capítulo seguinte. Para este método apenas necessitamos de um sensor de posição, que está presente em todos os sistemas industriais onde se pretende a implementação deste trabalho, uma vez que se pretende realizar controlo de posição.

5. Metodologia e implementação

Neste capítulo descreve-se a metodologia proposta nesta dissertação para a implementação de controlo robusto QFT de posição em sistemas de atuação hidráulica. No fluxograma da figura 17 estão representadas as diversas fases necessárias à implementação de um controlador robusto. Algumas destas fases, nomeadamente as primeiras, deverão ser implementadas de forma a minimizar a intervenção humana (isto é deverão ser automatizadas).

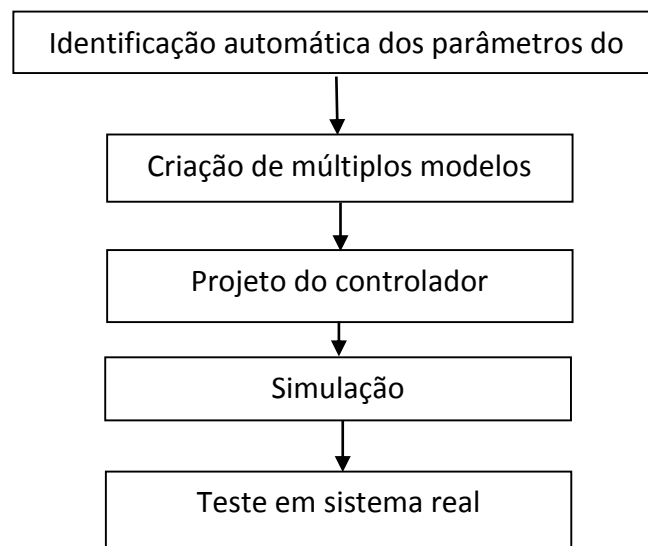


Figura 17: Fluxograma do processo de parametrização e criação do controlador

O primeiro passo visa a identificação automática dos parâmetros do sistema, que é conseguida através do tratamento de dados recolhidos a partir de uma série de ensaios. Após os ensaios segue-se a criação dos múltiplos modelos do sistema, que diferem entre si devido à variabilidade paramétrica. Tendo-se conhecimento dos diversos modelos do sistema, segue-se a criação do controlador robusto QFT, onde são definidas especificações para a resposta do sistema. Após o processo de criação do controlador, este é simulado de forma a prever a sua viabilidade de implementação em sistema real, sendo também

realizada uma análise de como o controlador robusto cumpre com as especificações impostas. Se o controlador obtido apresentar bons resultados em ambiente simulado, segue-se então a sua implementação no sistema real.

5.1. Identificação automática dos parâmetros do sistema

Para a identificação dos parâmetros do sistema optou-se por uma estratégia que possa ser facilmente implementada em ambiente industrial onde existirá pelo menos um sensor de posição no equipamento (uma vez que o sistema estará a ser controlado em posição).

Assim, a estratégia passará pela obtenção de um conjunto de modelos da planta que possam incorporar a incertezas da planta quando em operação, como por exemplo:

- Carga máxima e carga mínima (variação da massa acoplada ao atuador)
- Temperatura máxima e temperatura mínima do fluido (influência no módulo de compressibilidade e o atrito viscoso)
- Variação da pressão de trabalho (influência no módulo de compressibilidade)

Assim, para os valores dos parâmetros acima descritos dever-se-á obter um conjunto de modelos para as diferentes regiões de funcionamento do sistema.

Neste trabalho ilustra-se a estratégia acima descrita com a obtenção de um conjunto de modelos para as diferentes regiões de funcionamento do sistema considerando: a carga mínima do sistema, o fluido à temperatura ambiente ($\pm 20^{\circ}\text{C}$) e pressão de trabalho a 70 bar.

5.1.1. Função de transferência para a velocidade do atuador

Se se considerar que um sistema servo hidráulico está a operar numa zona de funcionamento em que os volumes de ambas as câmaras do atuador são idênticas pode utilizar-se um modelo linear de segunda ordem (considerando a entrada a posição da válvula e a saída a velocidade do êmbolo) com um par de polos complexos conjugados e um ganho para a descrição da sua dinâmica. Uma vez que a operação destes atuadores em sistemas de ensaios podem ocorrer em toda a gama de funcionamento optou-se por uma representação do sistema por uma função de transferência de 3ª ordem com um polo e um zero.

A função transferência entre a ação de controlo e a velocidade será dada pela seguinte função transferência:

$$\frac{V(s)}{X_s(s)} = \frac{K \cdot \omega_n^2 \cdot (s + z)}{(s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n + \omega_n^2)(s + p)} \quad (5.1)$$

Considerando esta função de transferência são apresentados de seguida os procedimentos experimentais para obtenção dos modelos da planta para o servomecanismo vertical.

Para identificar um modelo linear válido em torno de uma determinada posição do êmbolo do atuador optou-se pela aplicação de uma entrada em degrau de pequena amplitude ($\pm 10\%$) na válvula (figura 19) quer no sistema experimental quer no sistema simulado via função de transferência.

Para a realização dos testes foi criado código Matlab utilizando as funções 'mlib' da dSPACE. O modelo Simulink utilizado foi o apresentado na figura 18.

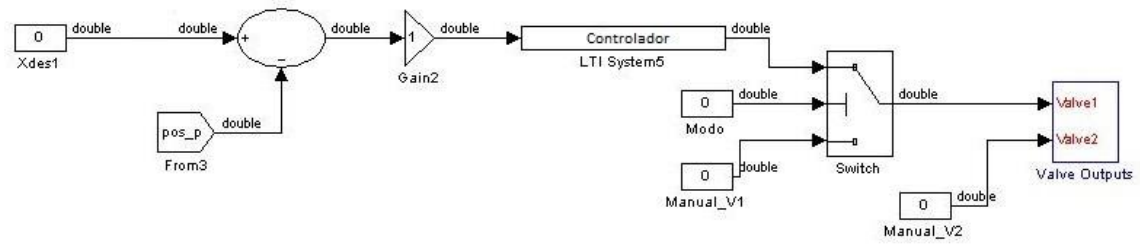


Figura 18: Diagrama de blocos implementado para os ensaios realizados

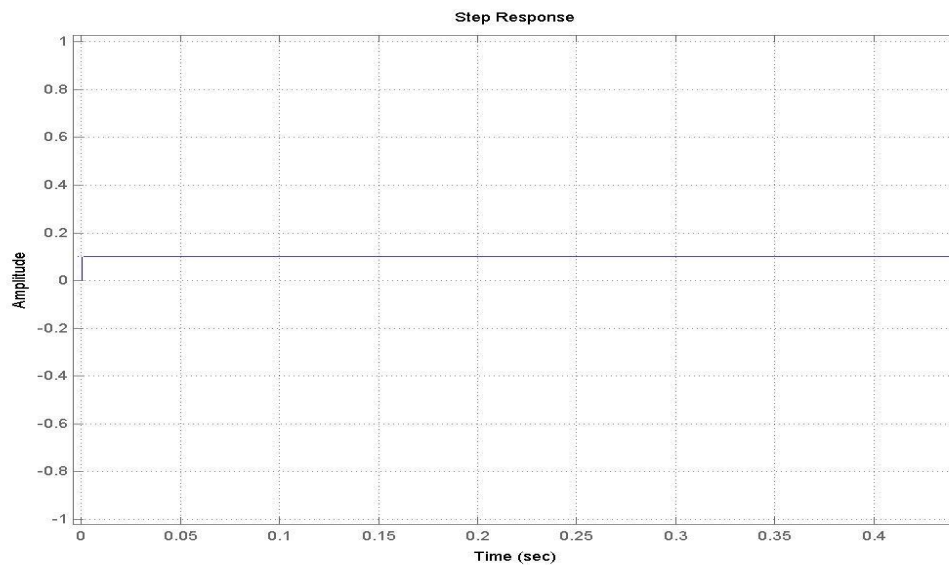


Figura 19: Sinal aplicado a válvula

Estas entradas em degrau foram aplicadas à válvula com o êmbolo do cilindro colocado em várias posições ao longo do curso.

No decorrer do ensaio foram adquiridos os valores da posição do êmbolo. Os dados da posição são posteriormente utilizados para o cálculo da velocidade, obtendo-se as velocidades presentes na figura 21:

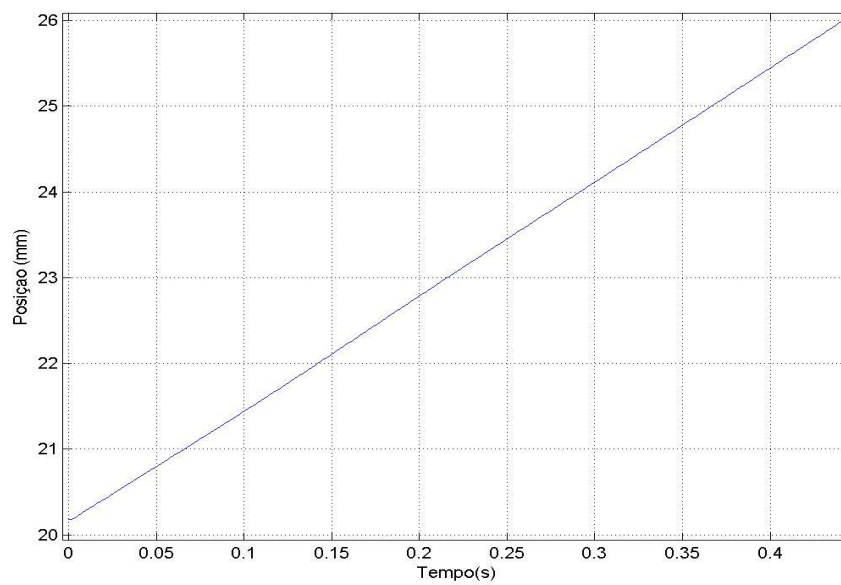


Figura 20: Posição do êmbolo para a aplicação de um degrau positivo de 10% à válvula na posição 100mm do êmbolo

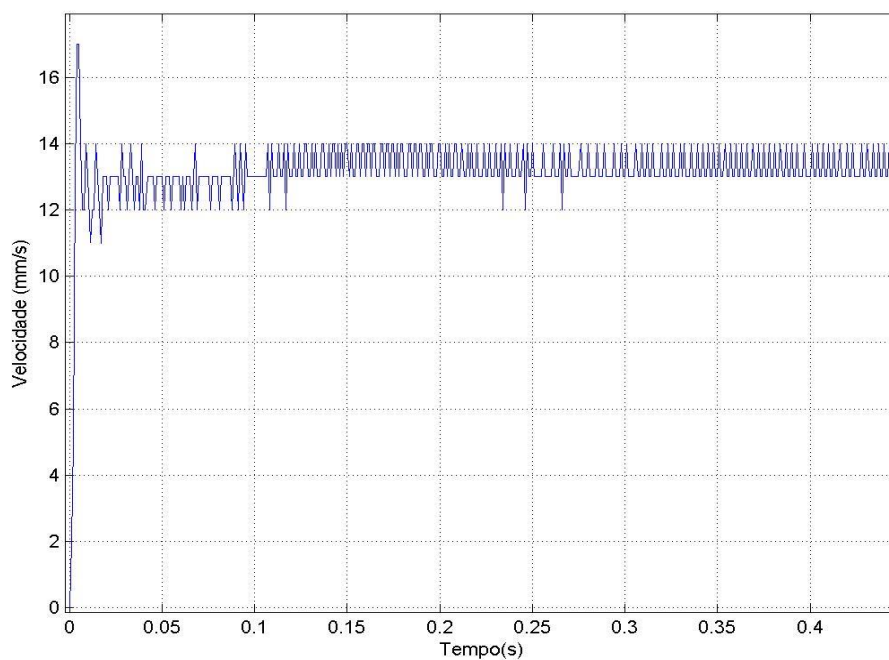


Figura 21: Velocidade do êmbolo calculada por diferenciação

Os dados de posição e velocidade, para as posições de teste enunciadas acima foram armazenados para posterior processamento.

5.1.2. Identificação dos parâmetros para criação dos modelos do sistema:

Obtidos os dados experimentais para a velocidade do êmbolo (figura 22) em função da entrada em degrau na válvula foram criados os modelos para o sistema válidos nas várias regiões de funcionamento e para as condições estabelecidas de carga, temperatura e pressão.

Para isto, foi utilizada a função “fminsearch” do Matlab que permite estimar os parâmetros do modelo (k , ω_n , z , p , ζ). Esta função implementa um método para estimar os parâmetros através de uma função de custo que quantifica as diferenças entre os dados reais e os dados simulados e, em função destas diferenças, indica novos valores dos parâmetros para nova avaliação através da função de custo. Este é um processo iterativo que procura minimizar a função de custo e, assim, encontrar os parâmetros do modelo (k , ω_n , z , p , ζ) que aproximam o comportamento do sistema simulado do sistema real.

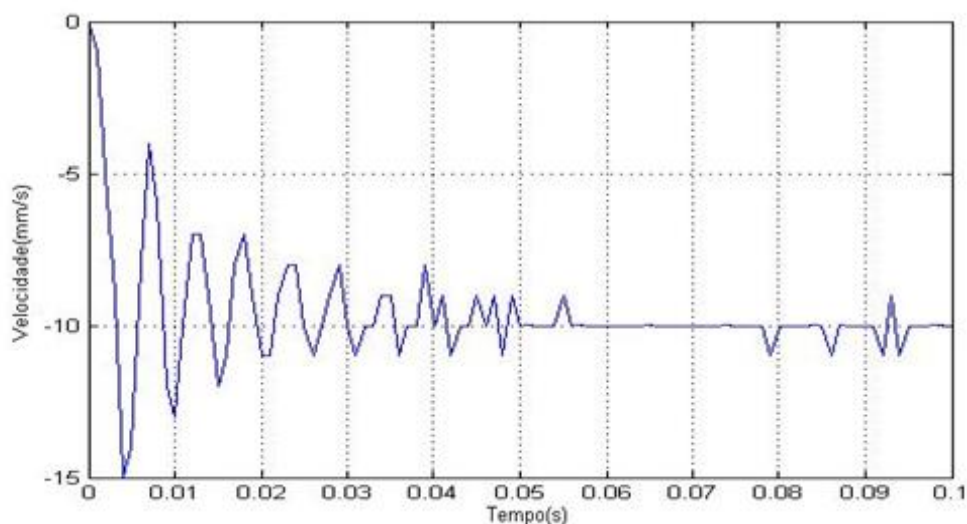


Figura 22: Velocidade do êmbolo após a aplicação de um degrau de 10% na entrada da válvula quando o êmbolo do cilindro se encontra na posição 100mm

5.1.3. Implementação da função de custo em sistema vertical

Para a implementação da função de custo são apenas analisados os valores até 0.1s, uma vez que é a zona de interesse, pois é neste zona que é possível encontrar variações na velocidade que permitem estimar os parâmetros do modelo. A partir deste tempo o valor da velocidade permanece constante.

De modo a reduzir o número de parâmetros a estimar, pode utilizar-se os valores de velocidade constante (que ocorrem em regime estacionário) para calcular o ganho (K) em função dos outros parâmetros. Assim o ganho é calculado da seguinte forma:

$$K = \frac{v_{ss}}{x_s} \cdot \frac{p}{z} \quad (5.2)$$

Onde v_{ss} é a velocidade em regime estacionário (calculada como a média das velocidades na zona de velocidade constante), e x_s é o valor da amplitude do degrau aplicado à válvula. É necessário proceder ao cálculo da média, uma vez que estamos na presença de ruído, funcionando este cálculo como um filtro passa baixo de forma a atenuar o efeito do ruído. Além disso, é utilizado um filtro de média pois é sabido que nesta zona o valor da velocidade é constante, devendo-se as flutuações apenas ao ruído.

Para ser calculada a proximidade dos valores que vão sendo incrementados, relativamente as velocidades obtidas experimentalmente, é criada a função de *custo* que é calculada iteração a iteração, sendo esta variável baseada no desvio médio quadrático e igual a:

$$\text{custo} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n ((v(t) - \hat{v}(t))^2)}{n}} \quad (5.3)$$

Onde:

- $v(t)$, $\hat{v}(t)$ correspondem aos valores reais, e estimados, respetivamente
- n é referente ao número de pontos

Com a utilização da função de custo anterior não foram obtidos dados satisfatórios, comprovados pela comparação entre os resultados experimentais e os resultados simulados. Na figura 23 é visível que os primeiros extremos não são atingidos, o que conduziria a obtenção de modelos menos rigorosos.

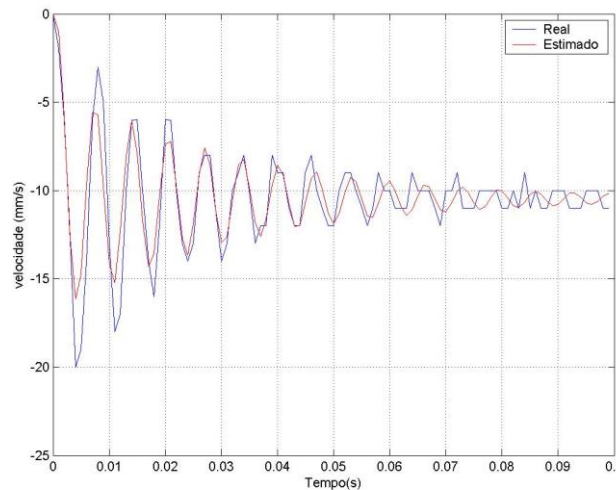


Figura 23: Comparação entre dados obtidos experimentalmente e dados estimados pelo método anterior

Com o objetivo de ser obtida uma melhor aproximação, são procurados os primeiros máximos e mínimos da velocidade real e simulada e calculada a função de custo, considerando pesos diferentes para os máximos e mínimos (pesos maiores para os primeiros a ocorrer na resposta em velocidade).

Assim a nova função de custo terá a seguinte forma:

$$\begin{aligned}
Custo = & |pico_{experimental1} - pico_{simulado1}| \cdot 0.7 + |pico_{experimental2} - \\
& pico_{simulado2}| \cdot 0.6 + |pico_{experimental3} - \\
& pico_{simulado3}| \cdot 0.3 + |pico_{experimental4} - pico_{simulado4}| \cdot 0.3
\end{aligned} \quad (5.4)$$

Desta forma conseguiu-se uma melhor aproximação entre os resultados simulados e os valores reais obtidos.

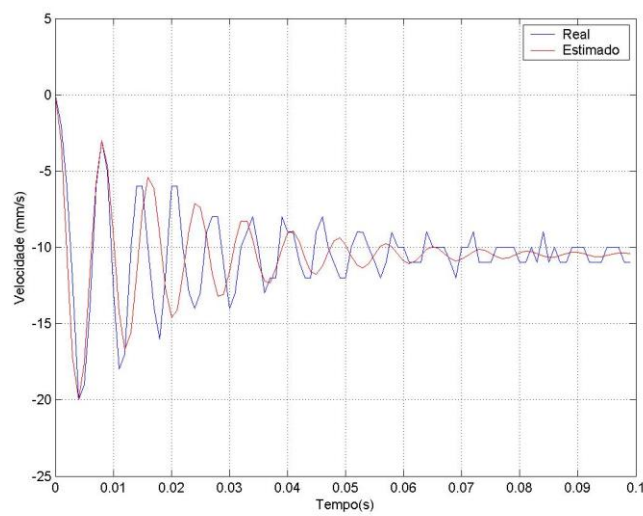


Figura 24: Comparação entre dados obtidos experimentalmente e dados estimados pelo método dos extremos

De seguida são apresentados os resultados obtidos para os parâmetros, para abertura em degrau de 0.1 na válvula e para as várias regiões de funcionamento do cilindro.

Tabela 1 Parâmetros da função transferência para o sistema horizontal obtidos para uma abertura de 10% da válvula

Posição (mm)	10	30	50	75	100	125	150	170	190
K	38.6501	74.9084	97.6912	95.7119	112.6865	121.5859	138.1849	146.9197	192.6928
ζ	0.0522	0.0531	0.0630	0.0500	0.0618	0.0609	0.0646	0.0624	0.1229
ω_n	711.1928	697.1138	745.1727	792.1076	773.8552	738.1496	784.9624	734.1301	736.3956
P	115.7041	138.0801	271.6968	100.5368	237.9939	212.0095	228.0272	229.3900	301.1115
Z	300.7889	186.9630	284.7451	108.5439	221.2583	181.8446	175.2249	165.8150	167.4313

5.1.4. Implementação da função de custo em sistema vertical

Nesta secção descreve-se alguns problemas devidos ao ruído elétrico e, também as soluções preconizadas para reduzir os seus efeitos negativos na qualidade dos dados adquiridos.

O ruído elétrico é, normalmente, indesejado mas que esta presente nos sinais elétricos provenientes dos sensores. Este problema é mais relevante quando se trata de sensores que geram sinais analógicos e coloca um problema extra no tratamento de dados.

Relativamente a aquisição do sinal de posição do êmbolo são utilizados dois sistemas na plataforma experimental: no sistema vertical é utilizada uma régua ótica (codificador incremental linear) que produz um sinal com algum ruído, no entanto este sinal é um sinal ‘mais limpo’ quando comparado com o sistema de aquisição de dados do cilindro horizontal. Isto deve-se ao facto de no segundo sistema o sinal que é enviado pelo transdutor de posição ser um sinal analógico, e como tal, estar mais suscetível a interferências eletromagnéticas.

Após a primeira criação dos circuitos e realizados alguns ensaios verificou-se existir demasiado ruído elétrico no sinal de posição, também pelo facto de este ser um sinal analógico. Consequentemente, o sinal de velocidade calculado iria ser afetado por um

efeito amplificador do ruído devido a diferenciação do sinal, sendo esse efeito visível na figura 25:

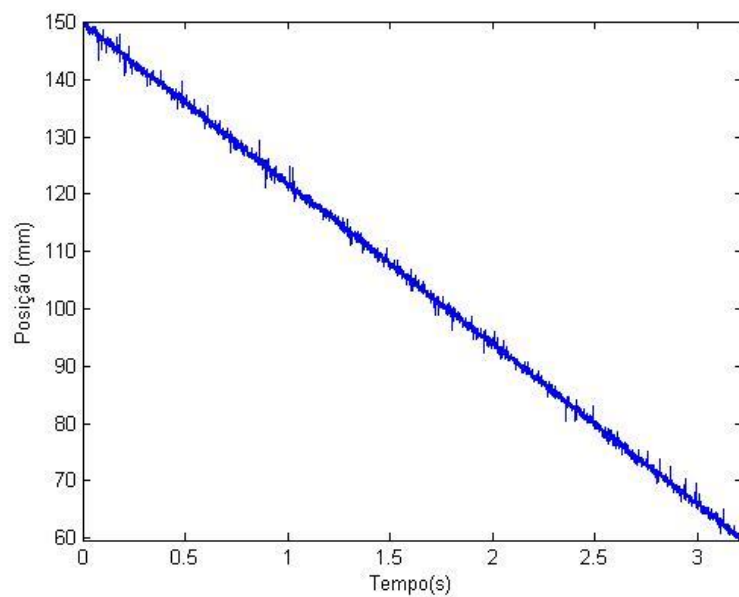


Figura 25: Sinal de posição obtido

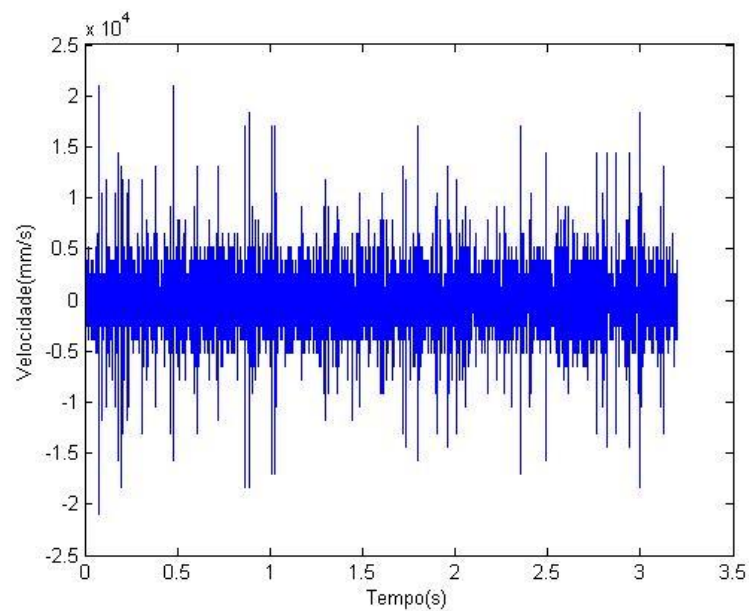


Figura 26: Sinais de posição e velocidade em função do tempo obtidos para o sistema hidráulico na horizontal

Após várias tentativas de filtros aplicados verificou-se que o sinal não permitia obter resultados satisfatórios de modo a se conseguirem bons modelos do sistema. Se fossem aplicados filtros com maior largura de banda, o sinal não era suficientemente 'limpo'. Ao aplicar-se filtros que tivessem menor largura de banda, verificou-se que se perdia demasiada informação, nomeadamente dos 'picos' de velocidade.

Face a isto, tornou-se necessário encontrar uma forma de minimizar o ruído. Em primeiro lugar, pelo facto de se tratar de um sensor analógico, tem-se que este é mais sensível ao ruído quando comparado com um sensor digital como por exemplo uma régua ótica, que é utilizada no sistema vertical. A acrescentar a isto, tem-se que o condutor eléctrico do sensor de posição passa pelo quadro eléctrico onde se encontravam também outras ligações de outros sensores e ligação da válvula, e que pode, naturalmente, ser afetado pelo ruído associado ao efeito de indução dos mesmos. Além disso a fonte que estava a ser utilizada era uma fonte do tipo 'switching', que interfere mais negativamente nos sinais eléctricos do que uma fonte linear [17], sendo também esta uma fonte de ruído.

Como tentativa de minimizar o problema do ruído optou-se:

- por isolar o circuito das restantes ligações que por indução poderiam provocar ruído no sinal
- por utilizar uma fonte linear (Figura 27) que induz valores significativamente menores de ruído
- adquirir o sinal em modo diferencial utilizando as duas entradas analógicas de 16 bit da carta da dSPACE. O sinal de posição corresponde assim à diferença entre as duas entradas da carta minimizando desta forma o ruído comum induzido nos dois condutores do cabo do sensor.

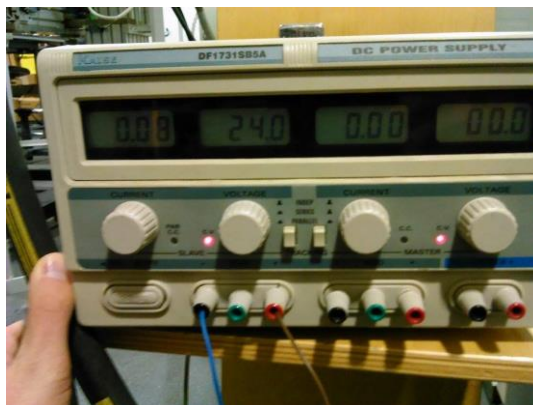


Figura 27: Fonte linear para alimentação do sensor de posição

Como resultado obteve-se o sinal de posição da figura 28. Aqui são já evidentes as claras melhorias na qualidade do sinal de posição quando comparado com os valores da figura 25.

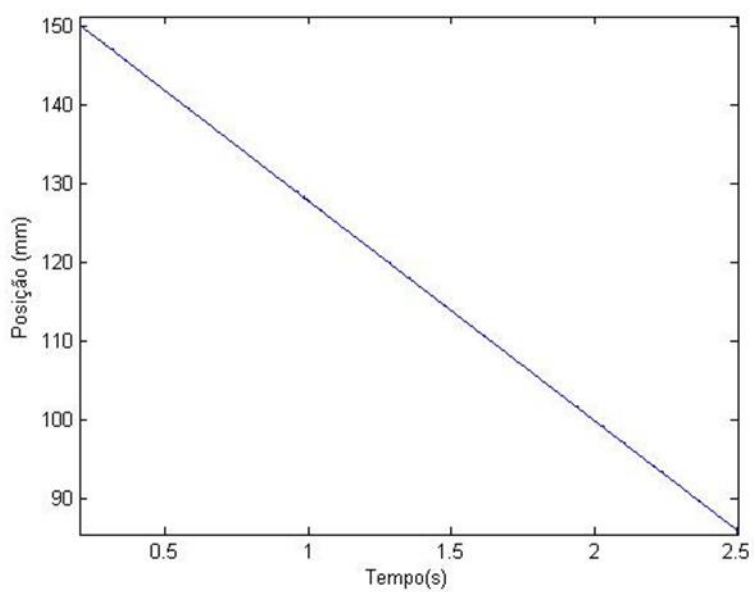


Figura 28 Sinal de posição após alterações descritas

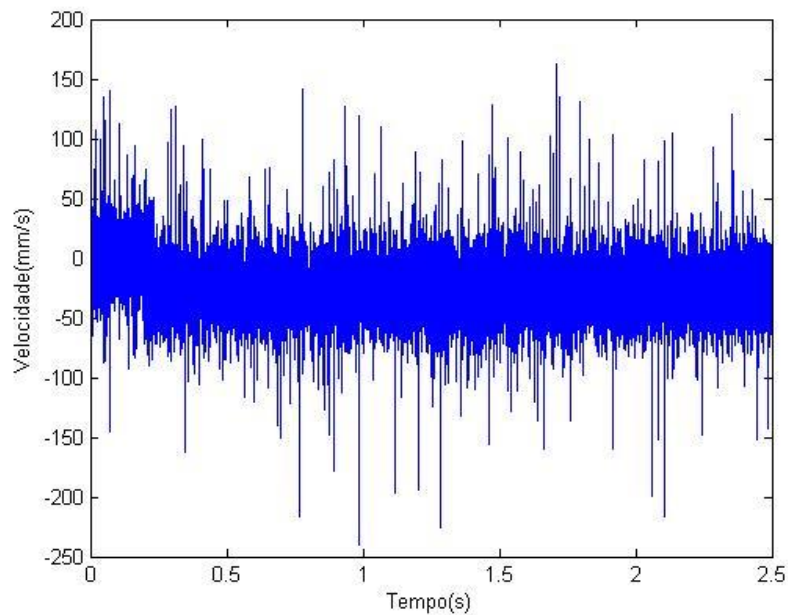


Figura 29 Sinal de velocidade após alterações descritas

Apesar das claras melhorias na qualidade do sinal, esta é ainda insuficiente para ser possível a identificação dos diversos modelos do sistema. Como tal, aumentou-se a frequência de aquisição de dados que passou a ser de 5000 Hz, e aplicaram-se filtros passa-baixo de média para a posição. Ou seja, a velocidade foi calculada ponto a ponto, com base na média dos 75 pontos anteriores e dos 75 pontos posteriores. O sinal começou a ser adquirido 0.2 segundos antes da variação do sinal na válvula para que não se perdesse informação essencial, uma vez que a informação nos primeiros instantes é a mais importante para poderem ser identificados os diferentes modelos do sistema.

O algoritmo aqui aplicado segue a mesma metodologia iterativa anteriormente descrita (em 5.1.1). Foi dada especial importância aos dados de velocidade onde há variação de velocidade, pois é com base nestes dados que se podem inferir todos os parâmetros do sistema, exceto o ganho. Isto porque, o ganho (K) é calculado também com base nos valores de velocidade regime estacionário.

Os ensaios realizados para a identificação dos parâmetros em várias regiões de funcionamento do sistema horizontal permitiram identificar os parâmetros constantes da tabela seguinte:

Tabela 1 Parâmetros da função transferência para o sistema horizontal obtidos para uma abertura de 10% da válvula

Posição (mm)	30	100	150	200	250	300
K	55.3915	54.0969	94.9429	103.8156	83.9411	108.6852
ζ	0.2755	0.2494	0.2465	0.2530	0.2257	0.2486
ω_n	64.7644	74.5829	85.5268	88.8327	71.7045	85.5543
P	23.1101	27.5651	33.2086	36.5024	30.0191	37.47161
Z	161.9106	216.0342	148.6451	149.3938	151.8844	146.6961

Tendo conhecimento dos diversos modelos do sistema está-se em condições de sintetizar um controlador utilizando a técnica QFT para os dois sistemas. O processo é descrito detalhadamente no capítulo 6.

6. Síntese do controlador

6.1. Sistema horizontal

Neste capítulo é descrito o processo de síntese do controlador pelo método *Quantitative Feedback Theory (QFT)*, a partir dos modelos do sistema, com incerteza definida pela variação dos seus parâmetros.

Este método foi escolhido devido à possibilidade de ser utilizado na presença de incertezas paramétricas, resultando deste processo um controlador e pré-filtro de ordem mínima, e de fácil implementação prática uma vez que um único controlador pode ser implementado de modo a cumprir os requisitos de desempenho, não existindo assim a necessidade de ajustar múltiplos controladores que seriam comutados de acordo com a variação dos parâmetros da planta.

De seguida é feita uma breve introdução do método QFT, bem como uma descrição do processo de síntese do controlador QFT, tomando como exemplo o sistema de atuação na vertical.

A Teoria da Realimentação Quantitativa (QFT) é uma técnica de controlo robusto que se caracteriza por dar ênfase à utilização de realimentação, como forma de atender às especificações de comportamento desejado do sistema, ainda que existam incertezas no modelo da planta e/ou perturbações não conhecidas.

Esta teoria, inicialmente desenvolvida por Isaac Horowitz [8,9], é um método gráfico no domínio da frequência que utiliza a carta de Nichols para a síntese do controlador de modo a se obter um controlador robusto sobre uma região de incerteza da planta. Este método permite avaliar facilmente o balanço entre estabilidade, desempenho e complexidade.

O termo Quantitative deve-se ao facto de o controlador ser projetado para uma quantidade exata de incerteza do sistema, requisitos do sistema e perturbações. Assim, obtém-se um controlador com largura de banda mínima, o que evita problemas de amplificação de sinais parasitas, como por exemplo o ruído do transdutor de realimentação. Utilizando esta

técnica, no final temos um controlador que terá os ganhos mínimos para cada frequência para a qual foi projetado.

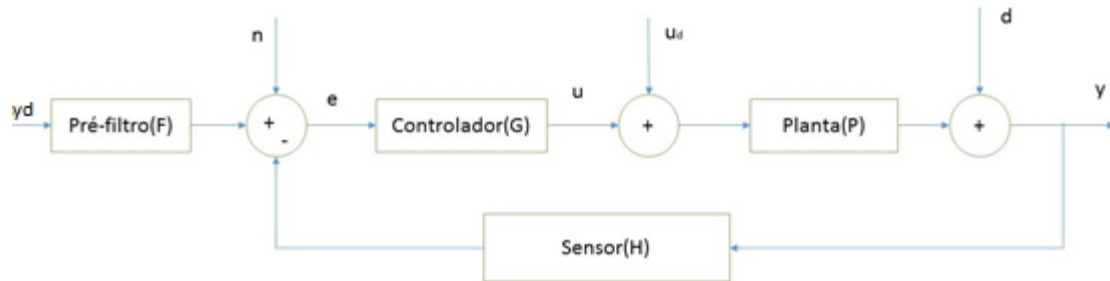


Figura 30: Diagrama de blocos de sistema controlado por QFT (Baseado em [18])

Na figura 30 está representado um sistema com múltiplas entradas e uma saída (MISO). A planta (P) corresponde ao modelo do sistema, incluindo as suas correspondentes incertezas paramétricas. Este bloco é também afetado por perturbações (d) na sua saída. Assim o controlador (G) tem como função compensar os efeitos das perturbações externas bem como das incertezas. O pré-filtro (F) é utilizado para ajustar a dinâmica do sinal desejado (y_d) à dinâmica desejada para o conjunto controlador + planta de modo a que o sistema siga as especificações de desempenho impostas.

Para a síntese do controlador é necessário primeiramente definir um conjunto de modelos da planta (P), que contemplam as incertezas paramétricas do sistema a controlar. Para os modelos da planta consideraram-se os modelos (funções de transferência) obtidos experimentalmente (em 5.1) que possuem um formato de acordo com a função de transferência seguinte, que foi considerada a função nominal no decorrer do projeto do controlador:

$$\frac{X(s)}{X_s(s)} = \frac{4.32e7 \cdot (s + 299.1)}{s \cdot (s + 222.3)(s^2 + 77.13 \cdot s + 4.52e5)} \quad (6.1)$$

Onde $X(s)$ é a transformada de Laplace da variável posição do êmbolo ($x(t)$) e $X_v(s)$ é a transformada de Laplace do sinal aplicado à válvula ($x_v(t)$).

Na figura 31 está ilustrado o mapa de polos e zeros de todas as funções transferência consideradas, com o objetivo de se observar as diferentes posições no plano complexo dos mesmos, bem como a sua variabilidade:

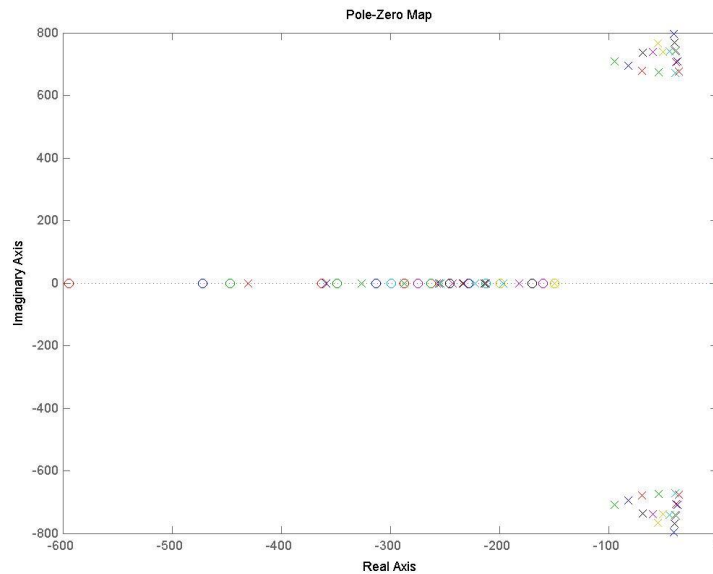


Figura 31: Mapa de polos e zeros de todas as funções transferência

O passo seguinte é a criação dos *bounds*, que correspondem aos contornos em carta de Nichols correspondentes às especificações definidas. Para a criação dos *bounds* foi considerado que a função do controlador $G(s)$ e de realimentação $H(s)$, são unitárias.

De forma a agilizar o processo de criação do controlador foram utilizadas ferramentas auxiliares conforme descrito seguidamente. A criação do controlador pelo método QFT foi realizada com o auxílio da ferramenta “QFT Feedback Control Design” para *Matlab*, desenvolvida pela empresa *Terasoft* [19].

Foi também testada outra toolbox para *Matlab* designada “QFTCT” da *Case Western Reserve University* [20]. Contudo, esta ferramenta não foi escolhida por ser um método muito gráfico, sendo os parâmetros introduzidos em janelas, como se pode ser observado na figura 32. Pelo contrário, todas as especificações, planta e incertezas do sistema na

toolbox da *Terasoft* são introduzidas utilizando código Matlab, invocando funções da toolbox. Muito embora a toolbox “QFTCT” não tenha sido adotada, foi no início útil para familiarização com a técnica QFT. Em adição, foi escolhida a referida *toolbox* da *Terasoft*, pelo facto de se pretender criação de um controlador com o mínimo de intervenção possível por parte do técnico, o que se consegue mais facilmente se grande parte do *setup* para o projeto do controlador for implementado através de código em Matlab.

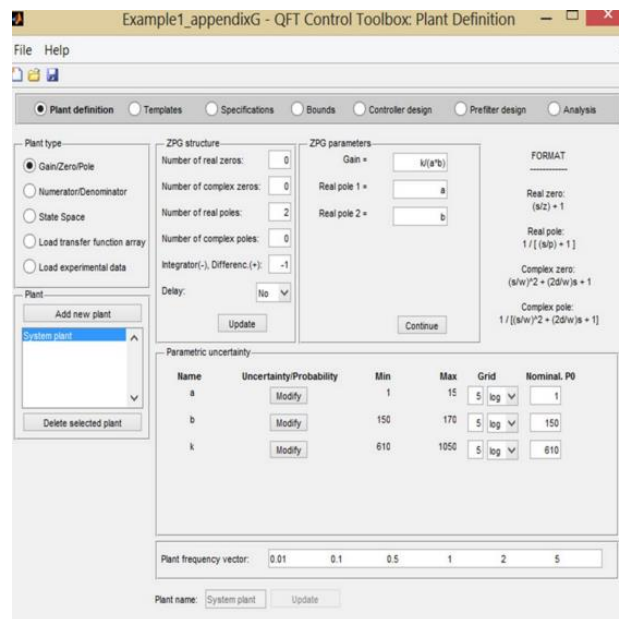


Figura 32: Janela para definição da planta no "QFT Control Toolbox"

6.2. Procedimento

A metodologia para a criação de um controlador utilizando a técnica QFT envolve os seguintes passos[18]:

1. Definição das especificações de controle no domínio da frequência:
 - Estabilidade
 - Performance
2. Especificação dos modelos da planta com as respectivas incertezas;
3. Obtenção dos *templates* para as frequências definidas para posterior elaboração dos contornos (*bounds*) de desempenho e robustez no diagrama de Nichols;
4. Obtenção da função transferência $L(s)=P(s)G(s)$, no diagrama de Nichols, para através de loop-shaping se obter o controlador desejado;
5. Síntese do pré-filtro $F(s)$ para se atingir o objetivo de seguimento de trajetória;
6. Avaliação do controlador projetado, recorrendo a simulação;
7. Teste de desempenho do controlador em ambiente real.

Pode também ser necessário durante o processo voltar a um passo anterior e efetuar alterações, partindo-se nesse caso novamente desse ponto em diante.

6.2.1. Especificações

São aqui apresentadas as especificações de desempenho para o controlador QFT com base no domínio da frequência. Nesta fase é apresentado o modelo do sistema e as suas incertezas. As especificações do sistema em malha fechada são tipicamente descritas em termos de desigualdades na função transferência do sistema, de algumas entradas para algumas saídas. De seguida é usada a notação $L=PGH$ [18] para representar a função de transferência em malha aberta.

1. Rejeição de perturbações na saída da planta (sensibilidade):

Na equação 1, $\delta_s(w)$ especifica a restrição sobre a magnitude da função de estabilidade do sistema. Assim, esta especificação está relacionada com a capacidade de o sistema rejeitar perturbações externas na saída do sistema, como por exemplo dinâmicas da estrutura de suporte dos atuadores.

$\left \frac{y}{d} \right = \left \frac{1}{1+L(jw)} \right < \delta_s(w);$	(6.2)
--	-------

2. Rejeição de perturbações na entrada do sistema:

Na equação 2, $\delta_p(w)$ está diretamente relacionada com a capacidade do sistema rejeitar perturbações na sua entrada.

$\left \frac{y}{u_d} \right = \left \frac{P(jw)}{1+L(jw)} \right < \delta_p(w);$	(6.3)
--	-------

3. Imposição do modelo comportamental:

Pode aqui ser imposto um erro máximo entre o comportamento ideal e o obtido, sendo este valor máximo igual a $\delta_m(w)$. F_m representa o comportamento ideal pretendido.

$\left \frac{y}{r} - F_m \right = \left \frac{PGF(jw)}{1+L(jw)-F_m(jw)} \right < \delta_m(w);$	(6.4)
--	-------

4. Seguimento de trajetória (*tracking*):

Os limites $\alpha(w)$ e $\beta(w)$ correspondem ao limite inferior e superior, respetivamente, da magnitude do sistema em malha fechada.

$\alpha(w) \leq \left \frac{PGF(jw)}{1+L(jw)} \right \leq \beta(w);$	(6.5)
--	-------

5. Margem de ganho e de fase (rejeição de ruído);

A variável $\delta_n(w)$ da equação 5, limita a função transferência entre a saída do transdutor e a saída do sistema.

$\left \frac{y}{n} \right = \left \frac{PG(jw)}{1 + L(jw)} \right < \delta_n(w)$	(6.6)
--	-------

Se $\delta_n(w)$ for escalar, pode-se mostrar [18], que a margem de ganho e de fase é dada

por:

$$MG = 20 * \log \left(\frac{\delta_n + 1}{\delta_n} \right) [dB];$$

$$MF = 2 \cdot \arcsin \left(\frac{1}{\delta_n} \right);$$

6. Esforço de controlo:

Aqui o esforço do controlo pode ser limitado, ou seja, δ_c , limita o ganho máximo do sistema. Isto é, limita a função transferência entre a saída do sensor e a entrada na planta.

$\left \frac{u}{n} \right = \left \frac{G(jw)}{1 + L(jw)} \right < \delta_c(w)$	(6.7)
---	-------

Na realização deste trabalho, foram apenas definidas especificações de desempenho para as margens de ganho e de fase, para garantir uma determinada estabilidade relativa, e para o seguimento de trajetória para caracterizar a dinâmica pretendida.

6.2.2. Especificações dos modelos da planta com as respetivas incertezas

Os modelos das plantas + incertezas utilizados são obtidos por diferenciação dos modelos encontrados no capítulo 5, aquando da obtenção dos diversos modelos do sistema para as diferentes posições do êmbolo.

6.2.3. Obtenção dos *templates* e *bounds* para as para as frequências definidas

Os *templates* correspondem a um conjunto de pontos representados em carta de Nichols contendo informação quantitativa das incertezas. Uma planta com mais incertezas conduzirá portanto a *templates* mais dispersos, e consequentemente *bounds* com maior área em carta de Nichols. Existe assim, para cada frequência, uma representação gráfica dos *templates*, que irão conduzir à criação dos *bounds*, para cada especificação.

Primeiramente foram definidas as frequências de trabalho, tendo sido criado o seguinte vetor:

$$W = [0.05, 0.5, 2, 5, 10, 20]; [\text{Hz}]$$

Tendo-se conhecimento dos diversos modelos que caracterizam o sistema segue-se a criação os *templates*, para as frequências definidas (figura 33).

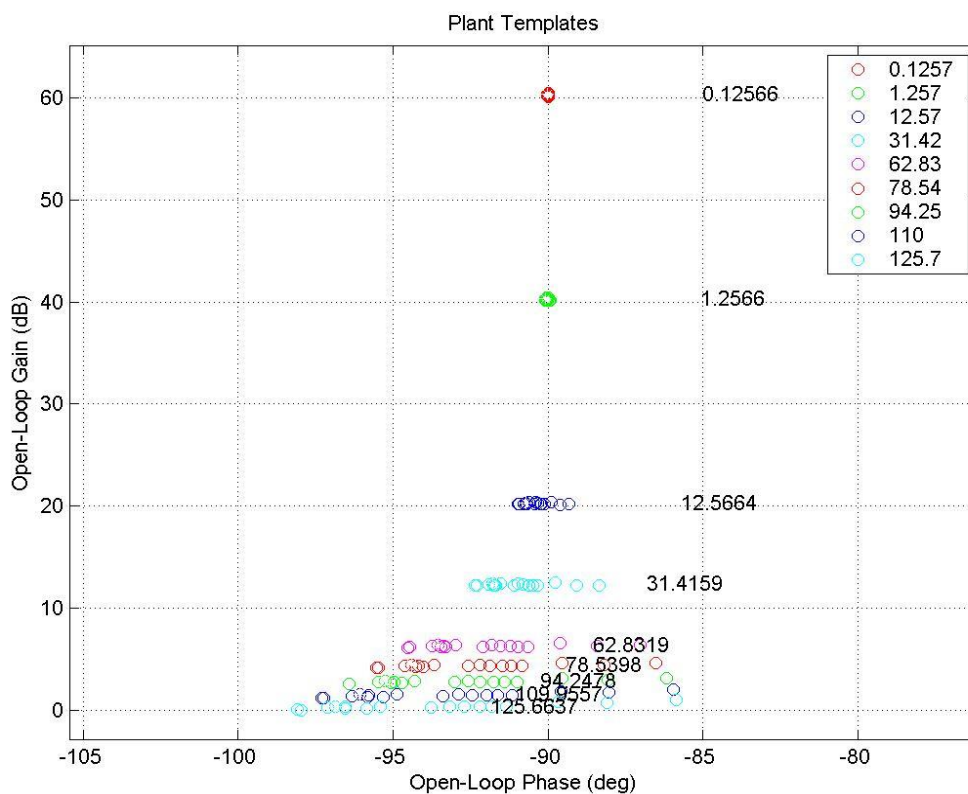


Figura 33: *Templates* de todos os modelos sistema para o vetor de frequências W

6.2.4. Especificação de margem de ganho/fase

A margem de ganho é uma propriedade que define a variação de ganho necessária para conduzir à instabilidade do sistema. Para o projeto do controlador especificou-se uma margem de ganho de 6 dB. Aplicando as equações descritas em 6.2.1, aquando da descrição das especificações, esta margem de ganho corresponde a $\delta_n=1.01$ e, consequentemente, a uma margem de fase que corresponde aproximadamente a 60°.

Na figura 34 são apresentados *bounds* em *carta de Nichols*, que apresentam a margem de ganho (em dB) em função da margem de fase para a resposta do sistema. Este método de representação tem a vantagem de ser possível analisar o comportamento do sistema em malha aberta e em malha fechada. Neste diagrama são apresentadas elipses a tracejado para frequência constante que representam o comportamento do sistema em malha fechada.

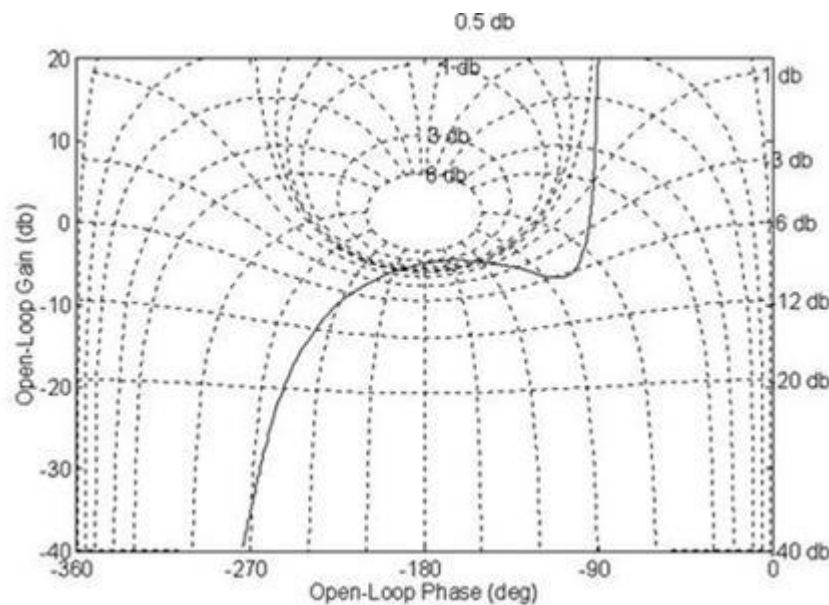


Figura 34: Exemplo de representação de resposta em carta de Nichols

O processo de criação de *bounds* é realizado com recurso a uma função Matlab, pertencente à *toolbox* utilizada. Contudo, com o objetivo de uma melhor compreensão do método, segue-se uma pequena descrição do processo de criação dos *bounds*[21]:

1. É escolhido um dos templates para uma determinada frequência de análise;

2. Relativamente à especificação de desempenho δ_n (calculada com base nas margens de ganho e de fase), seleciona-se a elipse de magnitude constante que passe por esse ponto específico no diagrama de Nichols;
3. Tangenciar o *template* à referida elipse, marcando o ponto mínimo do *template*, deslocando o mesmo em sentido horário/anti-horário;
4. Unir os pontos resultantes de forma a se obter os *bounds* de estabilidade absoluta, relativo a referência escolhida;
5. Repetir o processo para as restantes frequências.

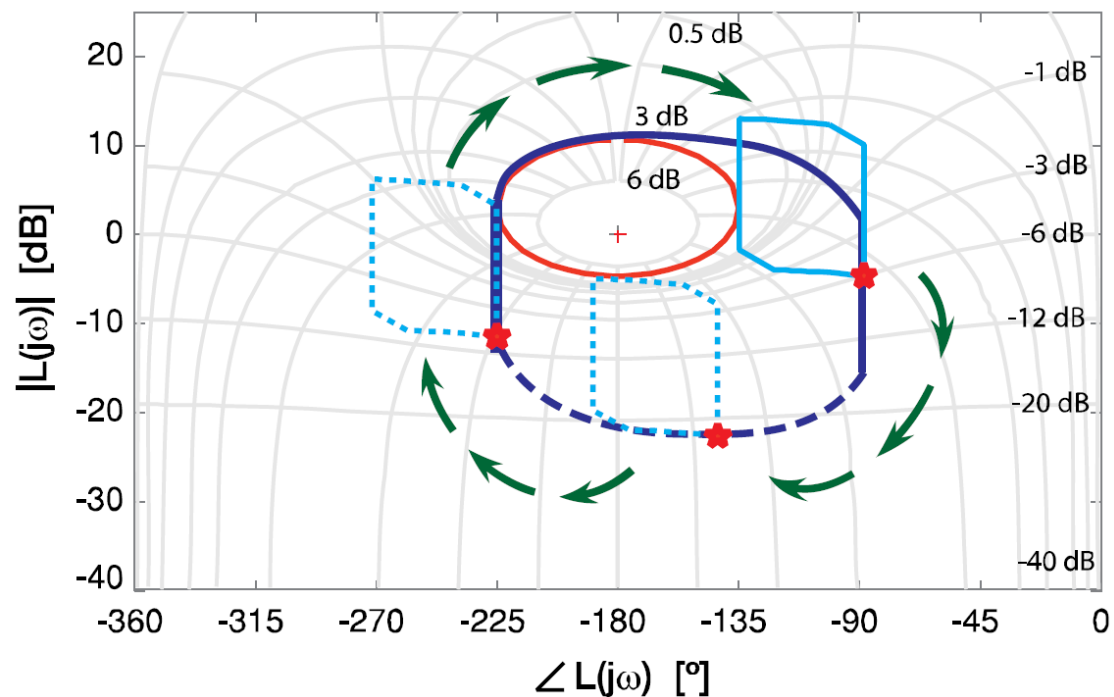


Figura 35: Criação de um *bound* correspondente à especificação de margem de ganho/fase[21]

Aplicando-se processo anteriormente descrito obtêm-se os seguintes *bounds* (figura 36) para as frequências/especificações definidas.

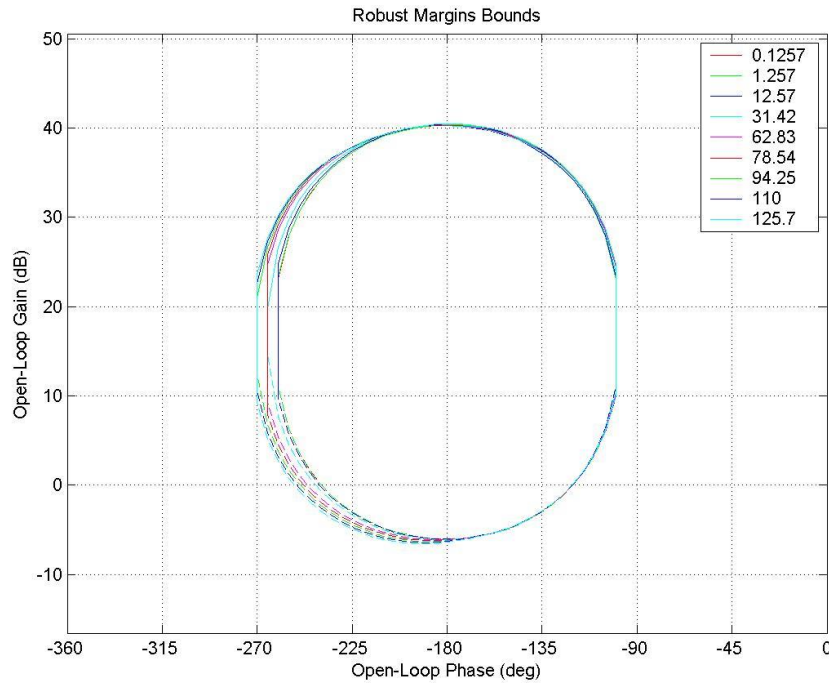


Figura 36: *Bounds* fechados correspondentes à especificação de margem de ganho/fase para todos os modelos

Pode-se observar na figura 36, que os *bounds* criados, impõem uma margem de ganho entre 6 e 6.6dB, que vai de encontro ao especificado.

Um dos objetivos do sistema de ensaio é proporcionar seguimento de trajetória em deslocamento, através da criação de trajetórias elementares. Para tal, definindo as especificações de seguimento de trajetória, estabelece-se um limite superior e inferior para o comportamento dinâmico desejado para o sistema.

Para a definição dos referidos limites, recorreu-se a funções de transferência de filtros passa-baixo, uma vez que é uma forma simples de se definirem limites dinâmicos no domínio da frequência [11].

Assim, é definido um intervalo de variação admissível, cuja gama é o erro admissível de cada frequência. Com o aumento da frequência este erro deverá também aumentar,

garantindo-se assim que os *bounds* diminuem com o aumento da frequência [22], conduzindo desta forma à diminuição do esforço do controlador a altas frequências.

Foi escolhido para o limite superior um filtro de *Butterworth*. Este filtro caracteriza-se por ter uma resposta em frequência muito plana na banda passante, não tendo atenuação até muito próximo da frequência de corte, como é visível na figura 37. Nesta figura é também representado o comportamento do ganho em dB do filtro em frequência, em função da ordem do filtro.

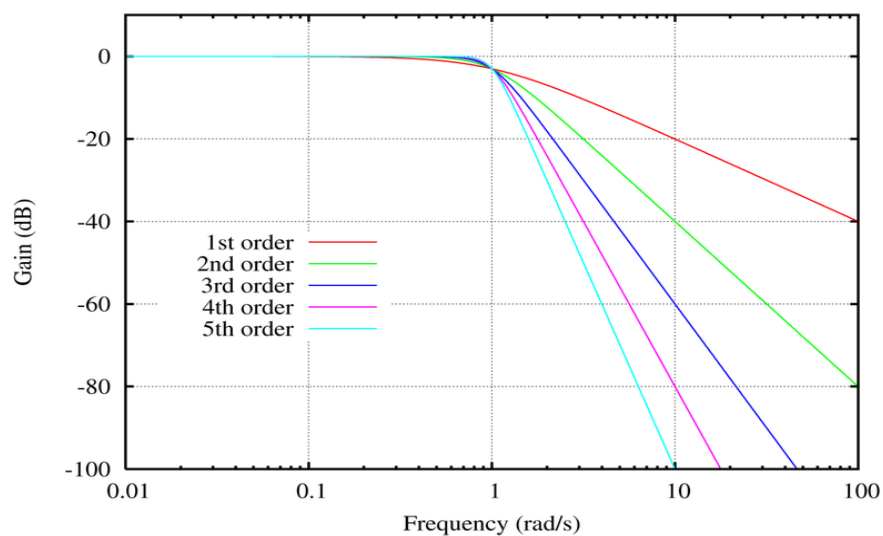


Figura 37: Comportamento do filtro de Butterworth para diferentes ordens do mesmo

Para o limite inferior foi escolhido um filtro de Bessel. Este filtro caracteriza-se por ter um atraso temporal constante até a frequência de corte, possuindo simultaneamente um aumento gradual de atenuação, como se observa na figura 38.

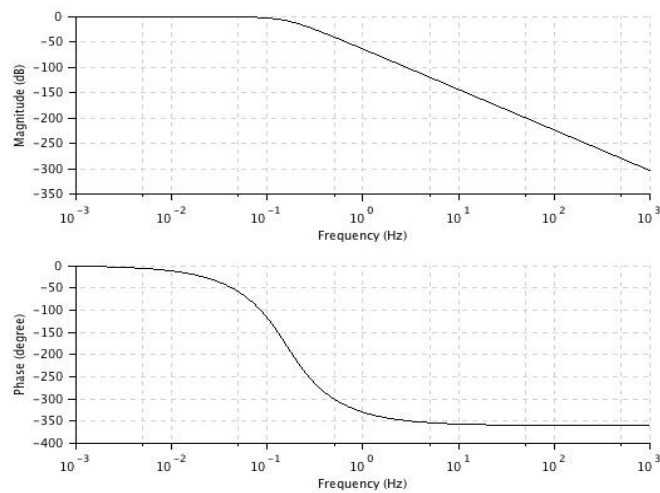


Figura 38: Diagrama de bode de um filtro Bessel

O limite superior é definido um filtro de *Butterworth* de ordem 4, e frequência de corte de 25 Hz. Para o limite inferior for utilizado um filtro de *Bessel* de ordem 6, frequência de corte 15 Hz. De forma não se obrigar o sistema a um comportamento de ‘erro nulo’ efetivo, foi utilizado um ganho de 0.999 para a função transferência que estabelece o limite mínimo de desempenho.

Os limites impostos ao controlador são representados nas figuras 39 e 40, no domínio da frequência e do tempo (através da resposta a um degrau unitário):

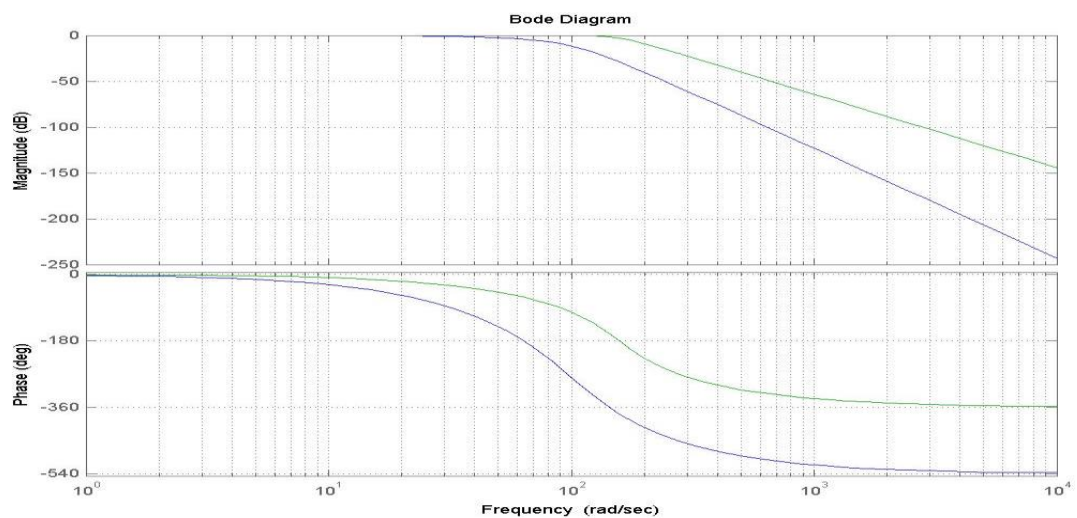


Figura 39: Limites dinâmicos impostos ao controlador no domínio da frequência

No domínio do tempo o sistema deverá ter a sua resposta compreendida entre as curvas representadas na figura 39, quando lhe aplicado um degrau unitário.

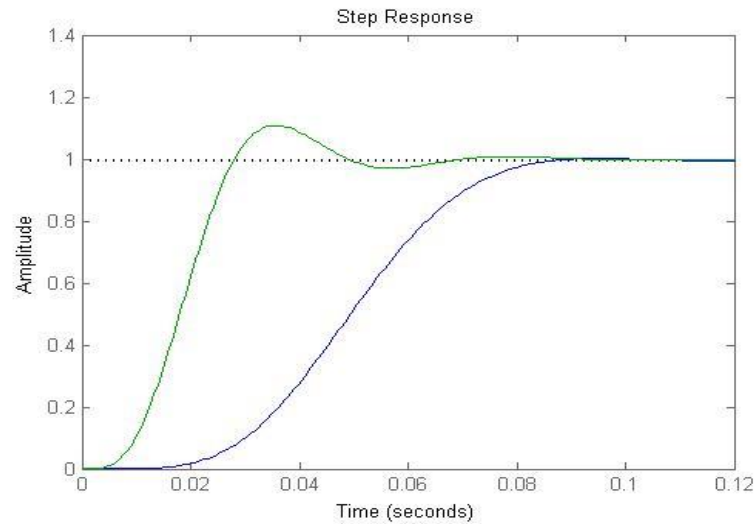


Figura 40: Limites dinâmicos impostos no domínio do tempo

Definidos os limites de seguimento de trajetória, é necessária a criação dos respetivos *bounds*. À semelhança do que foi feito para a margem de ganho, para uma melhor compreensão é descrita de seguida a metodologia de criação dos mesmos [18]:

1. Escolher o *template* correspondente a uma das frequências (w_1) do conjunto de frequências de trabalho ($w_1 \in w$);
2. Discretizar da fase utilizada no diagrama de Nichols $[-360^\circ, 0^\circ]$. Por exemplo: $\Omega = \{0, -5, \dots, -360\}$;
3. Escolher uma fase discretizada pertencente a Ω ;
4. Desloca-se, o ponto mínimo do *template* verticalmente até que a diferença entre o ponto superior e inferior seja igual ao intervalo definido na especificação $\delta_n(w)$. Em termos gráficos é representado como sendo a diferença entre as duas curvas de magnitude constante (malha fechada) do diagrama de Nichols. Marca-se então o ponto correspondente à planta nominal da carta de Nichols.
5. Repetir os passos 3-4 para todos os ângulos do conjunto Ω ;
6. Unir os pontos marcados no final do passo 5, obtendo-se assim o *bound* de seguimento de trajetória para a frequência definida (w_1);

7. Repetir os passos 2-7 para todas as frequências w .

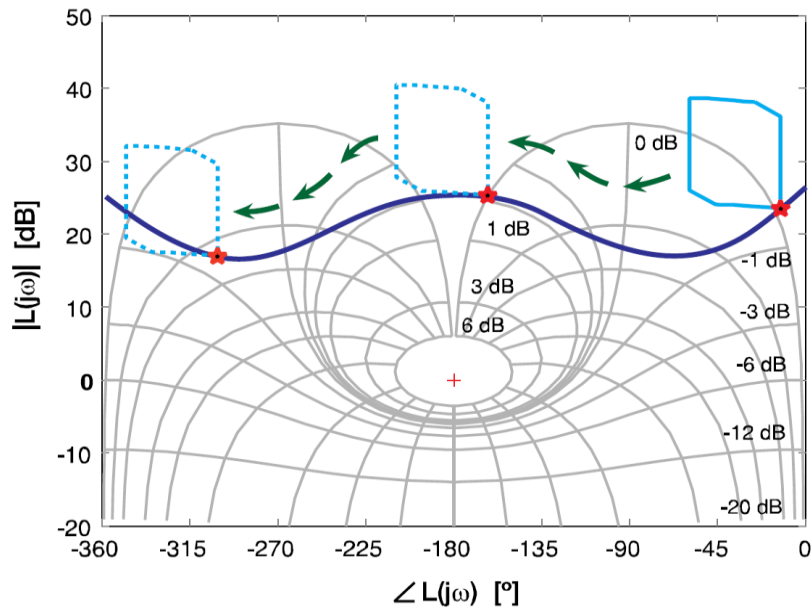


Figura 41: Criação dos *bounds* de seguimento de trajetória

Este algoritmo é executado utilizando a função “sisobnds” da toolbox adotada, obtendo-se os *bounds* da figura 42:

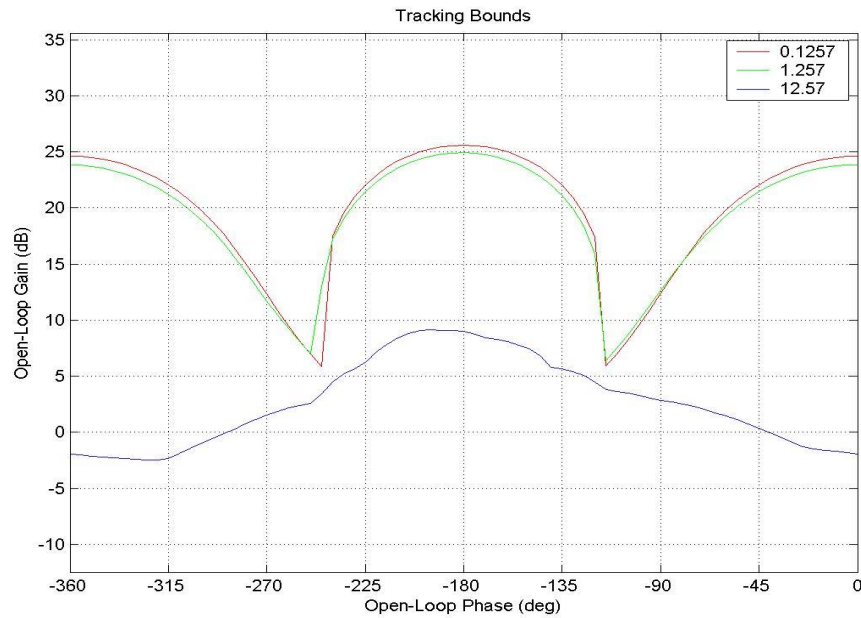


Figura 42: *Bounds* abertos correspondentes ao seguimento de trajetória

6.2.5. Loop Shaping

Nesta fase os *bounds* correspondentes à conjugação das especificações definidas, são representados em conjunto na carta de Nichols. Na figura 43 é apresentada a união dos contornos de seguimento de trajetória e margem de ganho/fase, estando em legenda a frequência (em rad/s) para a qual cada *bound* foi calculado.

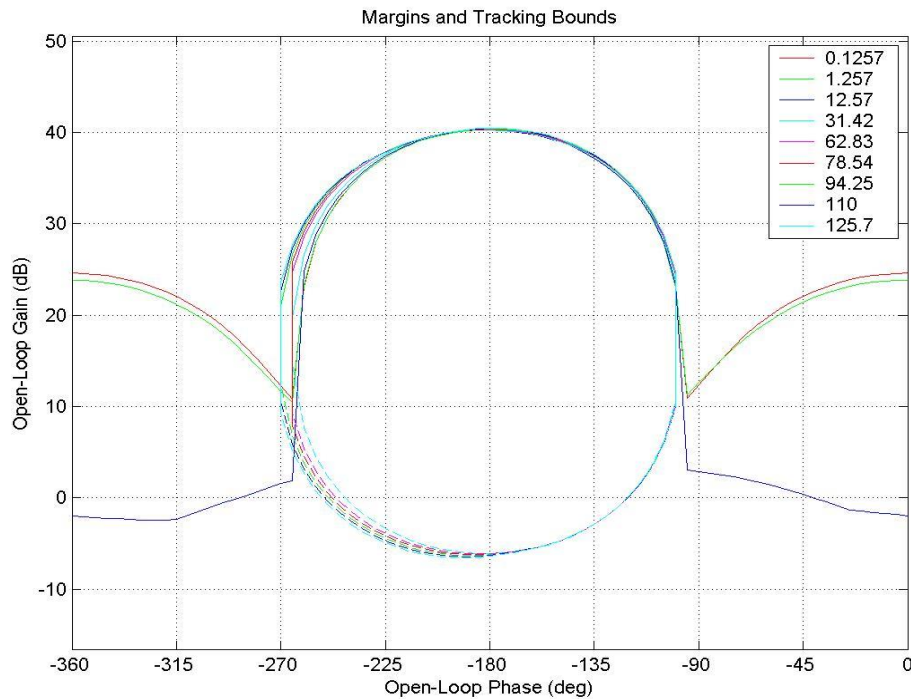


Figura 43: Intersecção dos *bounds*

O gráfico da figura 43 representa, assim, todas as especificações de desempenho estabilidade e robustez, em frequência. Passa-se então à fase de síntese do controlador, através do *loop shaping*. Nesta fase é representada a função de transferência do modelo nominal com o efeito do controlador $L(s)=G(s)P(s)$ (considera-se aqui que a função de transferência de realimentação é unitária($H(s)=1$)), sendo obviamente antes da primeira iteração função do controlador $G(s)$ também unitária.

A resposta em frequência é alvo de *loop-shaping*, de modo a se obter um controlador que cumpra com as especificações. De acordo com a técnica QFT, para estas serem cumpridas, a função $L(s)$ não pode intercalar o interior do *bounds* fechados, nem a resposta em

frequência se pode situar abaixo dos *bounds* abertos para uma dada frequência. Para tal são adicionados polos e zeros reais/complexos ao controlador de forma a que o sistema apresente o comportamento desejado.

É importante referir também que se procura uma largura de banda menor possível na obtenção da função $L(s)$ uma vez que esta situação contribui para que haja um menor esforço de controlo, contribuindo assim para o aumento da vida útil do sistema. Para tal, no processo de *loop shaping* deve-se fazer com que a referida função esteja o mais próximo possível dos limites impostos pelos *bounds*.

O método de *loop shaping* adotado, através da utilização da função Matlab "*lpshape*", pertencente à *toolbox* da Terasoft, tem como vantagem a visualização imediata do efeito em carta de Nichols da adição de polos e zeros ao controlador $G(s)$.

Como a função de transferência da posição do êmbolo foi obtida através da integração da função transferência da velocidade em relação à abertura da válvula, tem-se que a especificação de erro nulo em regime estacionário na resposta a um degrau já está definida, pois a função de transferência tem um polo na origem.

Na figura 44, estão presentes os *bounds* criados, bem como a função $L(s)$. Pode-se aqui observar que $L(s)$ com $G(s)$ unitária apenas cumpre as especificações de seguimento de trajetória, contudo impõe um ganho demasiado elevado para o seu cumprimento. Além disso é também visível que as especificações de margem de ganho/fase (que correspondem aos *bounds* fechados não são cumpridas).

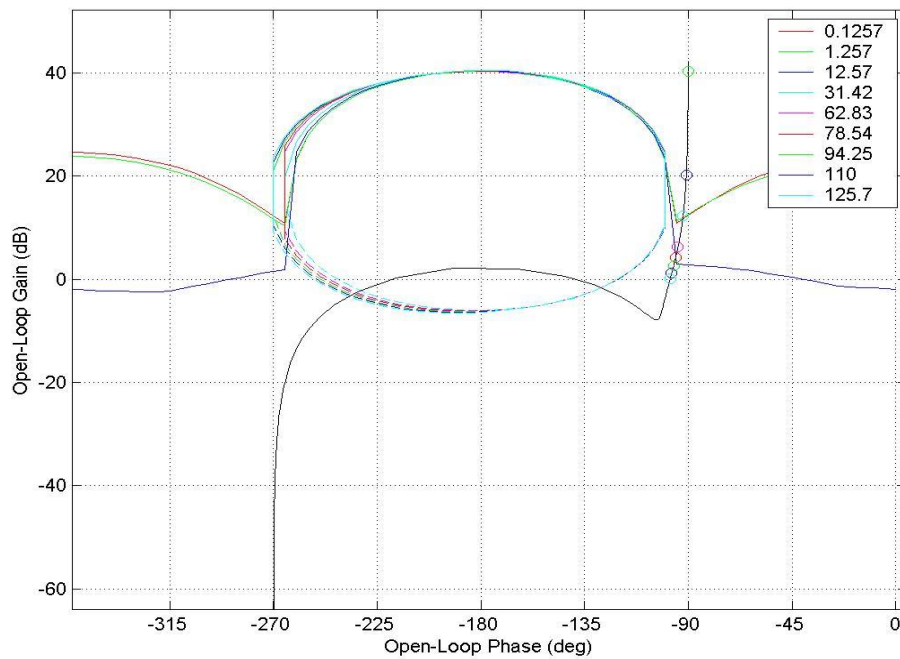


Figura 44: Resposta do sistema para a planta nominal, com $G(s)=1$

Primeiramente adicionou-se um par de zeros complexos em ($w_n = 674.206$ rad/s, $\zeta=0.06006$) para que fosse cumprida a especificação da margem de ganho, como se pode ver na figura 45. Além disso a adição deste zero diminui o risco de amplificação de ruído, e permite reduzir o ganho necessário para cumprir com as especificações de seguimento de trajetória impostas.

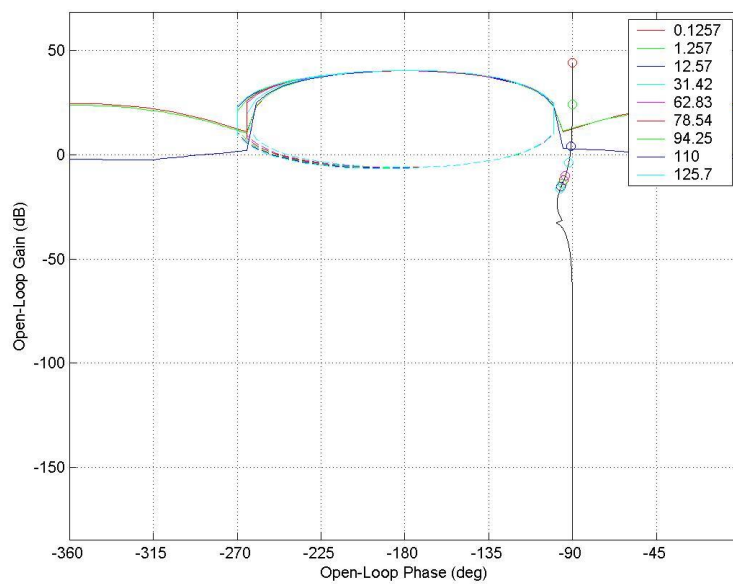


Figura 45: Diagrama após adicionado um par de zeros complexos

Para que fosse exigido menor esforço do controlador, foram introduzidos dois polos reais, um em $s=-402.1$ rad/s e outro em $s=-178.9$ rad/s, fazendo desta forma que $L(s)$ passe bem próximo da especificação de margem de ganho, conforme ilustrado na figura 46.

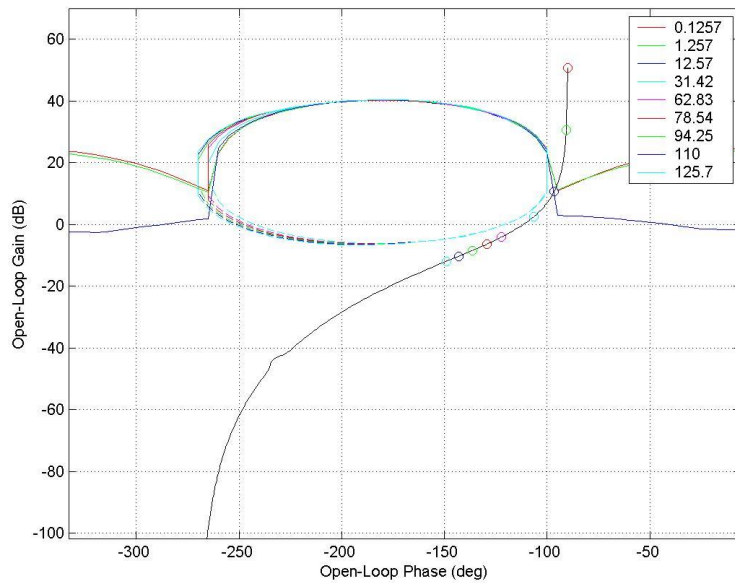


Figura 46: Loop shaping: resposta obtida com o controlador final

Por fim, chegamos então a um controlador para o sistema vertical com a seguinte forma, estando a função no formato zeros-polos-ganho:

$$G(s) = \frac{0.0531876 \cdot (s^2 + 80.99s + 4.546e05)}{(s + 178.9)(s + 402.1)} \quad (6.8)$$

6.2.6. Pré-filtro

O controlador apenas garante que a variação da amplitude do sistema, devido a sua incerteza, fica dentro de um erro máximo admitido. Contudo, não esta ainda garantida a dinâmica pretendida. Para que a função transferência do sistema em malha fechada cumpra as especificações de desempenho, é necessário a ação de um pré-filtro de modo a

ajustar a dinâmica da variável de entrada no sistema (neste caso a posição desejada para o êmbolo do cilindro).

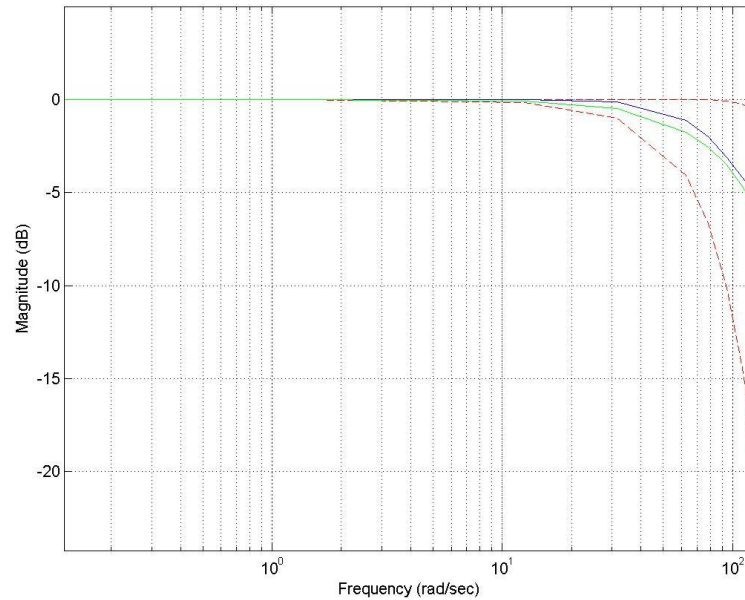


Figura 47: Limites a cumprir pelo Pré-filtro + resposta do sistema

Para a criação do pré-filtro adicionou-se um polo real em $s=-416.7$ rad/s, de modo a que seja garantida a dinâmica do sistema, limitada na figura 47 pelo tracejado a vermelho.

Temos portanto que a função do pré-filtro é a seguinte (em formato zero, polo, ganho):

$$F(s) = \frac{416.7}{(s + 416.7)} \quad (6.9)$$

6.3. Projeto do controlador QFT para o sistema horizontal

Para o projeto do controlador QFT para o sistema horizontal foi utilizada a mesma metodologia do sistema vertical, pelo que não será dado o mesmo nível de detalhe na descrição dos procedimentos.

Assim como para o sistema vertical, foram utilizadas as seguintes frequências de trabalho para a síntese do controlador:

- $W = [0.02 \ 0.2 \ 2 \ 5 \ 10 \ 15 \ 20] \text{ Hz}$

O sistema nominal escolhido foi o da posição mais central ($x=150 \text{ mm}$):

$$\frac{X(s)}{Xs(s)} = \frac{6.94e5s + 1.032e8}{s^4 + 75.37s^3 + 8715s^2 + 2.429e5s} \quad (6.10)$$

Para as frequências do vetor W foram obtidos os *templates* representados na figura 48.

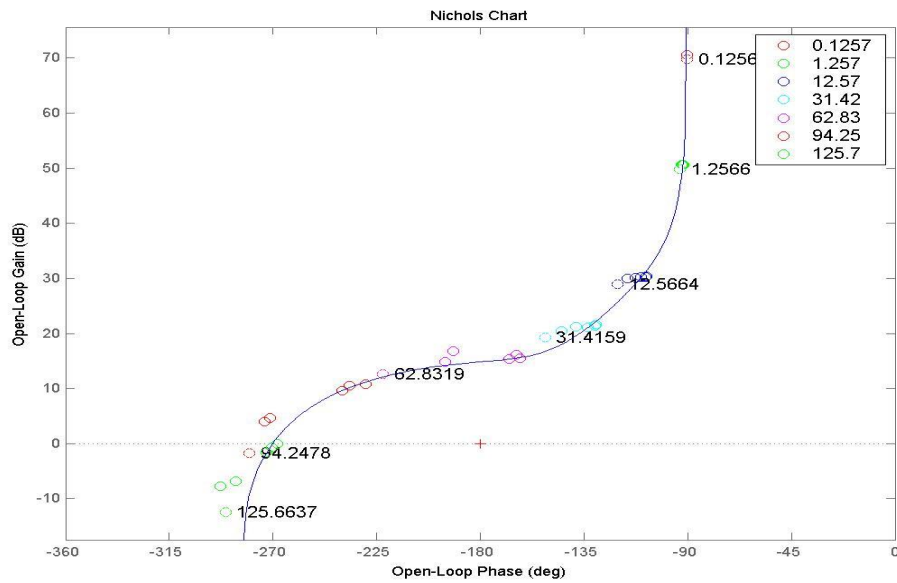


Figura 48: Representação do sistema nominal escolhido em carta de Nichols + *templates* das frequências de trabalho

Foi definida uma margem de ganho de 6 dB, sendo portanto $\delta_n=1.01$ e, para o seguimento de trajetória, foram utilizadas as seguintes funções de transferência para os limites superior e inferior: filtro de Butterworth de ordem 4 e frequência de corte de 8 Hz para o limite superior; filtro de Bessel de ordem 6 e frequência de 35 Hz. As figuras 49 e 50 mostram o diagrama de bode e a resposta ao degrau, respectivamente, para estas funções de transferência.

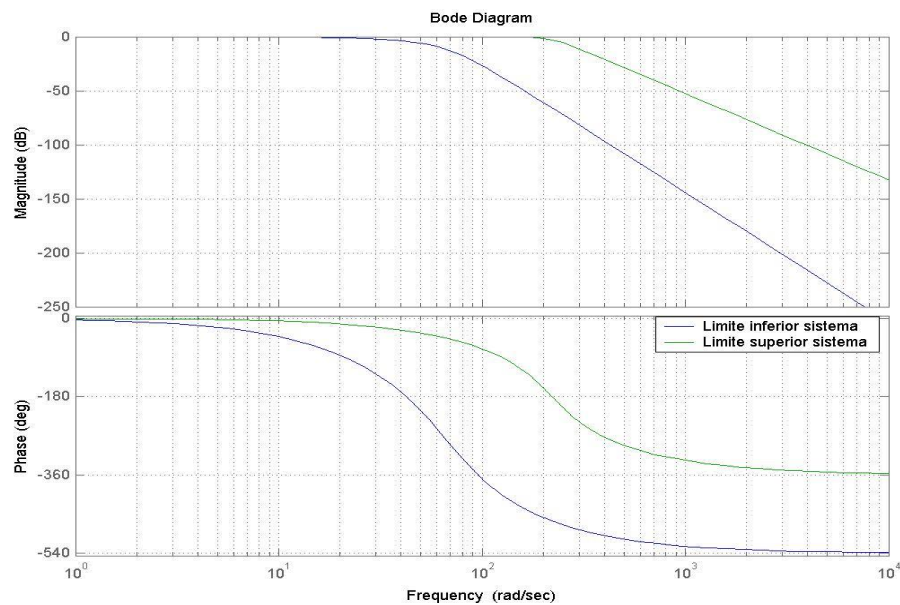


Figura 49: Limites de seguimento de trajetória no domínio das frequências

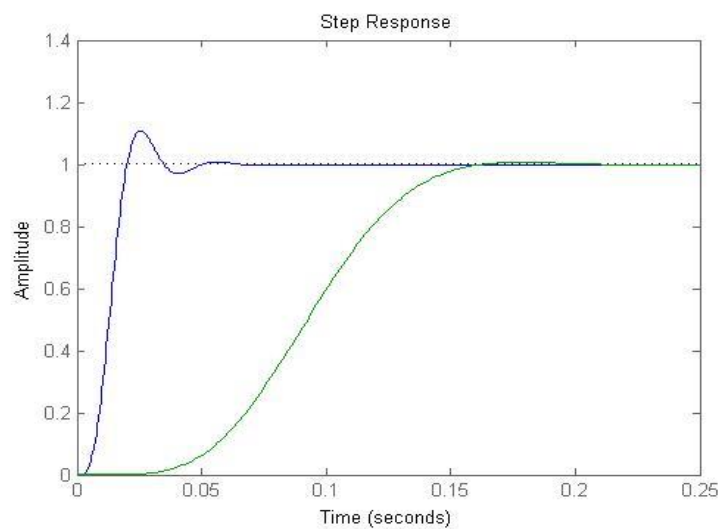


Figura 50: Limites de seguimento de trajetória no domínio dos tempos

Como resultado da observação da figura 51 podemos verificar que se o ganho for suficiente para cumprir com o *bound* de 20 Hz então os outros estão automaticamente cumpridos. Consequentemente o cumprimento do *bound* de 20 Hz conduzirá a que exista excesso de ganho para as frequências mais baixas.

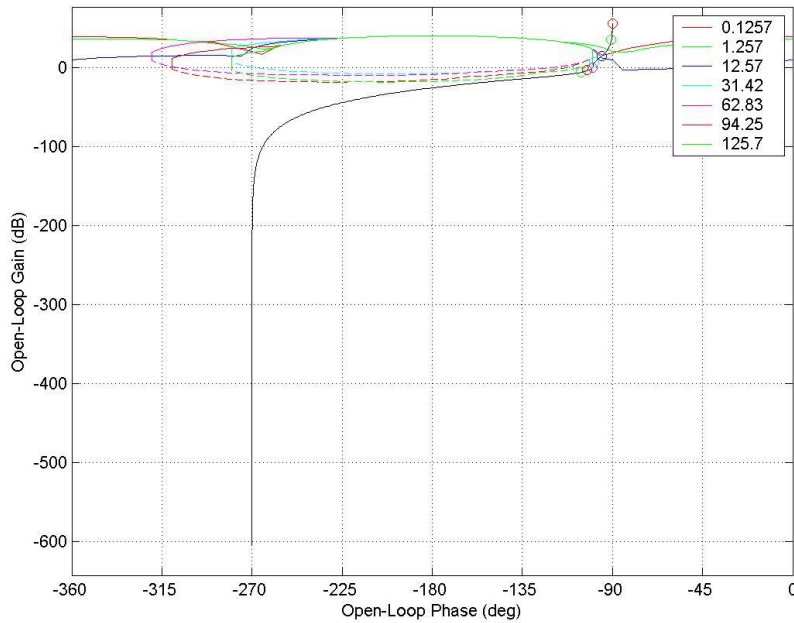


Figura 51: Resposta do controlador obtido em carta de Nichols

Para se ter o menor ganho possível, de forma a exigir um menor esforço do controlador, adicionou-se inicialmente um zero em, $s=-44.5$ rad/s. Seguidamente tornou-se possível a diminuição do ganho mantendo-se o cumprimento dos *bounds* abertos. De forma a serem cumpridos os *bounds* fechados foi também adicionado um par de polos complexos ($w=85.5464$ rad/s; $\zeta=0.7$).

Para termos um controlador com o menor esforço de controlo possível foram também adicionados um par de polos reais em $s=-320$ rad/s e polo real em $s=-941.2$ rad/s.

O controlador final obtido para o sistema horizontal tem a seguinte forma:

$$G(s) = \frac{49.3957(s + 44)(s^2 + 43.42s + 7318)}{(s + 320)^2(s + 941.2)} \quad (6.11)$$

Para que a dinâmica imposta fosse cumprida, foi projetado um pré-filtro com um polo em $s=-47.47$ rad/s, sendo agora cumprida a dinâmica do sistema como se pode observar na figura 52.

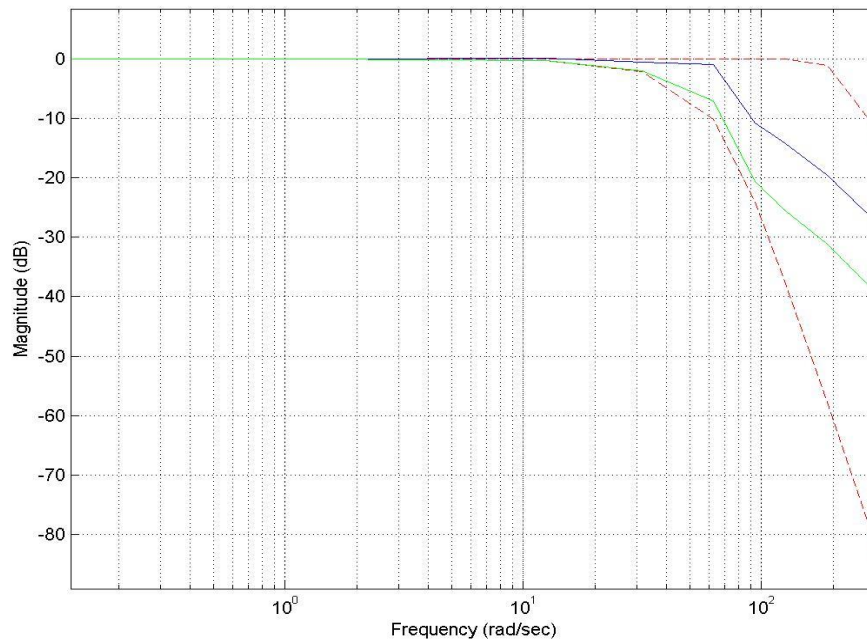


Figura 52: Resposta em frequência após adição de um polo

O pré-filtro obtido tem a seguinte função de transferência:

$F(s) = \frac{47.47}{(s + 47.47)}$	(6.12)
------------------------------------	--------

7. Resultados experimentais

Neste capítulo descrevem-se sucintamente os resultados experimentais obtidos em ambiente simulado e em ambiente real para os controladores QFT de posição desenvolvidos para os sistemas hidráulicos vertical e horizontal.

7.1. Em ambiente simulado

Antes de se implementar o controlador obtido no sistema real foram realizadas simulações em “Simulink” utilizando os diversos modelos do sistema (figura 53), de forma a prever o comportamento do controlador em sistema real e, desta forma, aferir sobre a sua viabilidade de implementação em ambiente real. Além disso, é feita uma comparação com as especificações de seguimento de trajetória impostas, de forma a verificar se estas eram cumpridas no domínio do tempo.

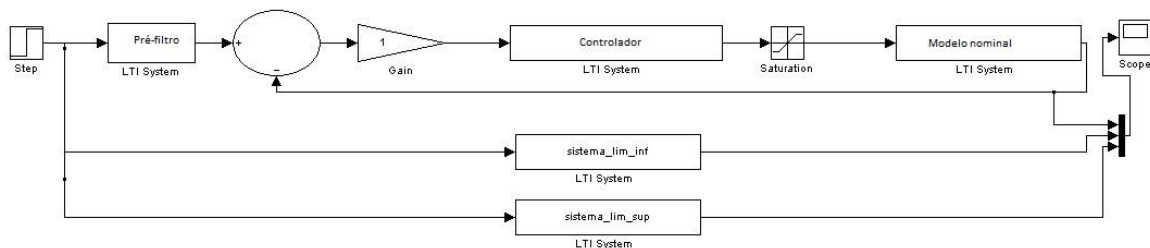


Figura 53: Diagrama para simulação da resposta do sistema nominal e comparação com as especificações de desempenho desejadas

7.1.1. Sistema vertical

Simularam-se várias entradas em degrau (com diferentes valores) para diferentes posições. Para um maior rigor, dependendo da região de funcionamento do êmbolo foram utilizadas na simulação as plantas obtidas no capítulo 5, para as zonas mais próximas da zona de funcionamento em questão. Para efeitos de simplificação apresentamos apenas a simulação para um degrau de 5 mm, aplicado na posição 100.

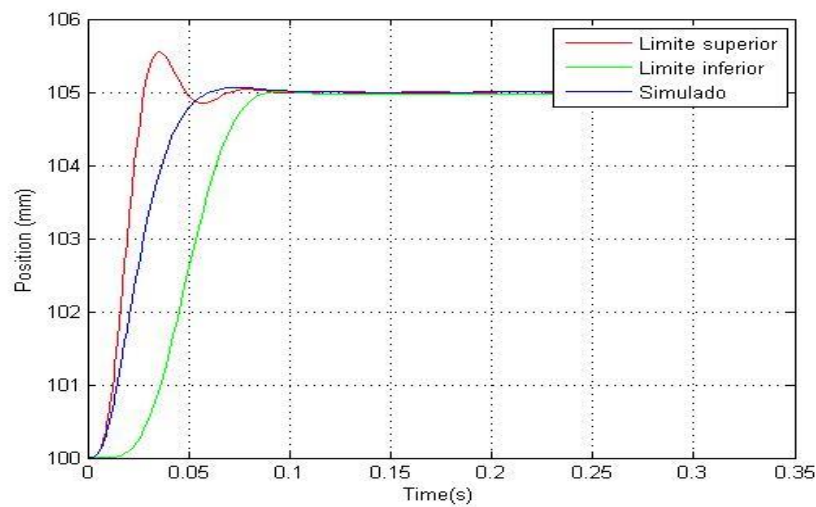


Figura 54: Resposta simulada do sistema como resposta a um degrau de 5 mm

Na figura 54 estão representadas as respostas das funções transferência impostas, para os limites superior e inferior da especificação de seguimento de trajetória. A azul está representada a resposta da planta nominal a esta entrada, que como se pode verificar se encontra dentro dos limites impostos. O mesmo acontece para outras posições do êmbolo, o que é um bom indicador acerca do controlador obtido.

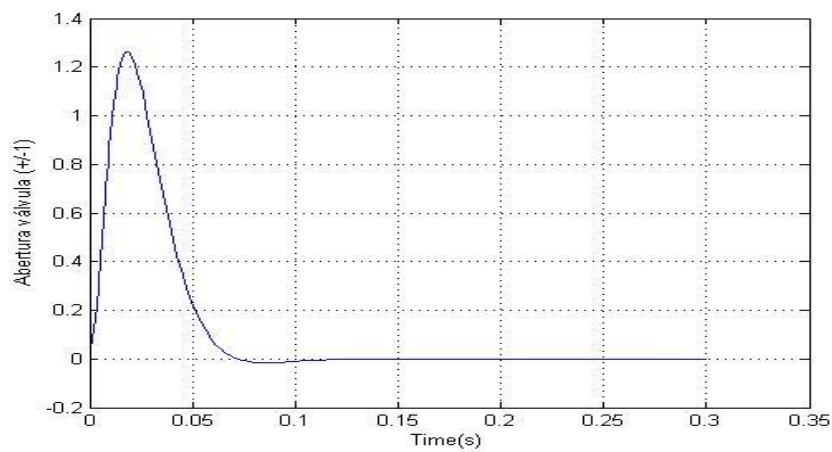


Figura 55: Sinal sem saturação que teria de aplicado a válvula para cumprimento do movimento da figura 54

Para se verificar o movimento apresentado a azul na figura 54, o sinal aplicado á válvula implica uma abertura superior a 120 %, como é visível na figura 55. Como no sistema real tal não é possível uma vez que a válvula só abre no intervalo $[-10\ 10]$ V, que corresponde a um sinal aplicado em Simulink no intervalo $[-1\ 1]$, a resposta real seria a resposta obtida aplicando um sinal de saturação à válvula. Obviamente, a verdadeira resposta do sistema terá um comportamento mais lento que as especificações, que é observável se introduzido um sinal de saturação à entrada da válvula, obtendo-se a seguinte resposta para as mesmas condições anteriores:

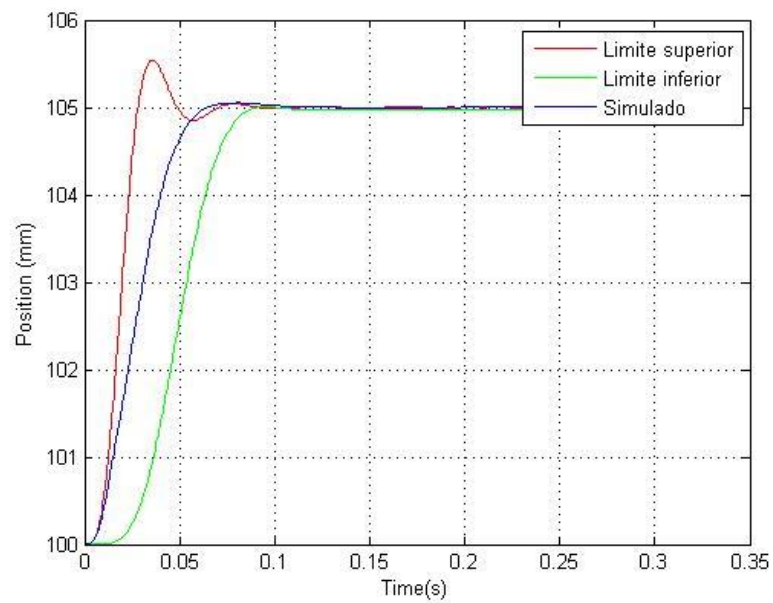


Figura 56: Resposta do sistema simulado com saturação do sinal da válvula

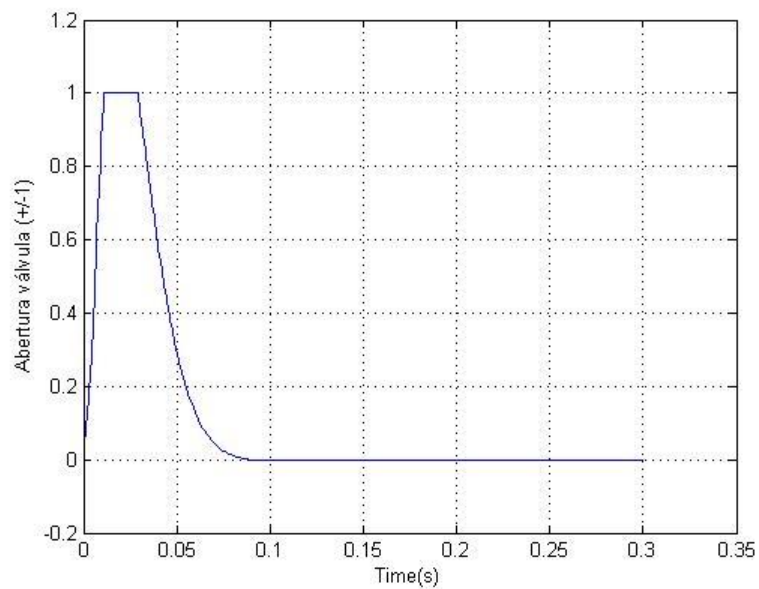


Figura 57 Sinal a ser enviado para a válvula

Como consequência de uma resposta limitada, obviamente para grandes movimentos o sinal da válvula será saturado durante mais tempo (figura 59) o que levará a uma resposta do tipo da figura 58.

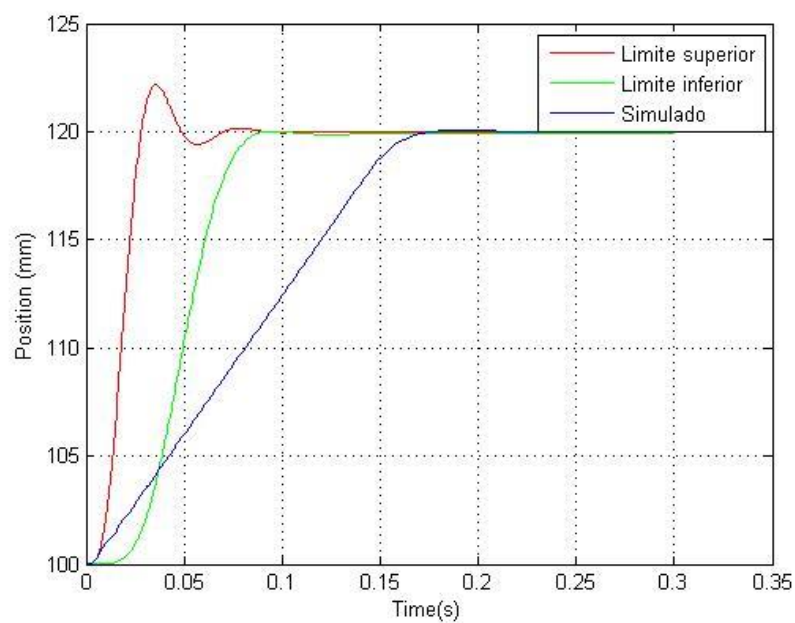


Figura 58: Resposta do sistema para um degrau de 20 mm aplicado em X=100

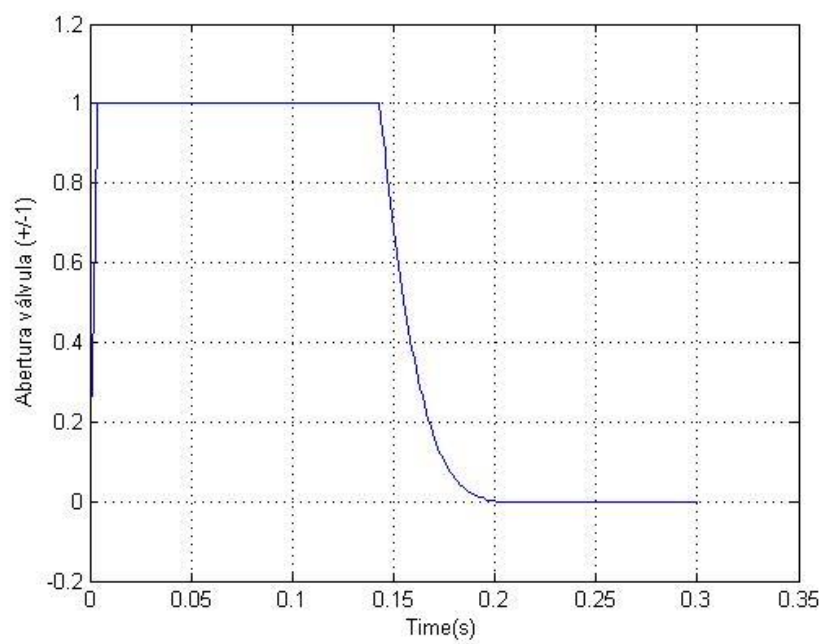


Figura 59: Sinal a ser enviado à válvula para degrau de 20 mm

Contudo, o sinal mantém a mesma forma, tendo o mesmo tipo de comportamento, que é o pretendido. Em suma, perante a aplicação de um degrau em ambiente simulado, pode-se afirmar que obtivemos um comportamento do sistema de acordo com o especificado.

7.1.2. Sistema horizontal

Tal como para o sistema vertical foram realizadas diversas simulações, para diferentes deslocamentos do êmbolo, em diferentes posições. As funções da planta utilizadas nas simulações foram também as funções da planta obtidas no capítulo 5 para a zona de funcionamento em questão a cada simulação. Aqui será apenas apresentada uma das simulações, neste caso será simulado um degrau de 5 mm para a posição $X=150$ mm.

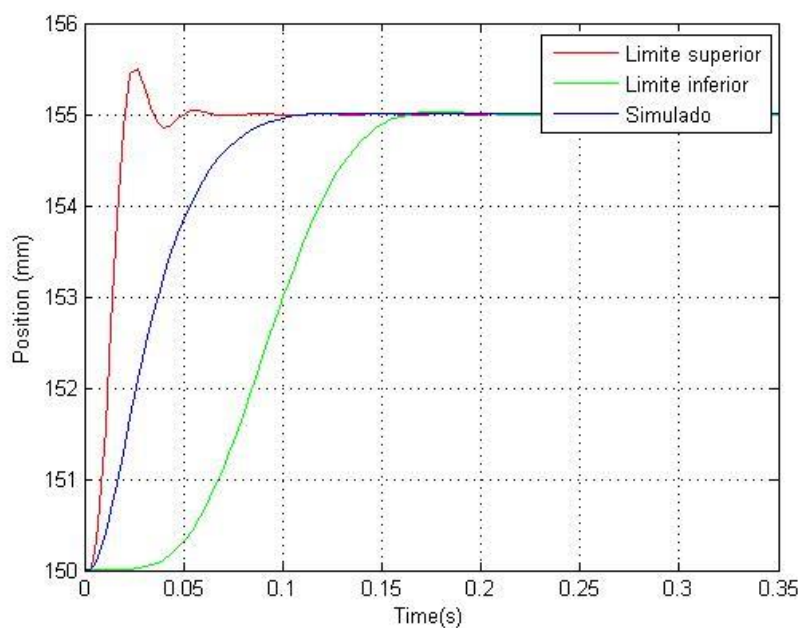


Figura 60: Resposta da planta a um degrau + especificações impostas

Verifica-se, portanto, que em ambiente simulado o sistema apresenta uma resposta compreendida entre os limites impostos. Contudo, verifica-se aqui que para cumprir a dinâmica pretendida, seria imposto à válvula uma abertura máxima cerca de 5 vezes superior ao seu limite, conforme é visível na figura 61, à semelhança do que acontece no sistema vertical. Isto acontece, porque no projeto do controlador não foi tida em conta a abertura máxima da válvula.

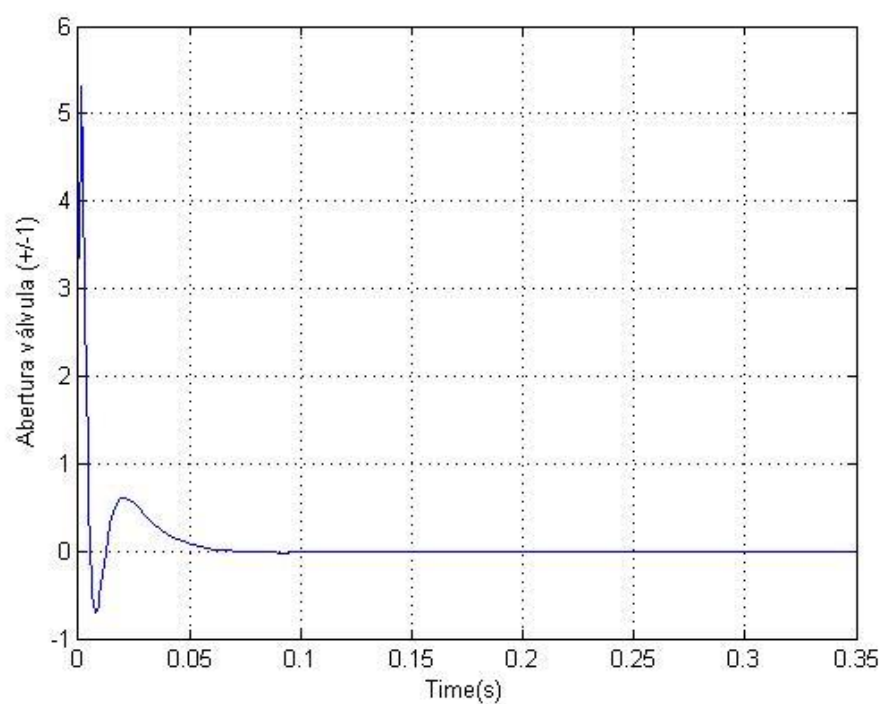


Figura 61: Sinal que seria enviado para a válvula (não possível em sistema real)

Como a abertura imposta a válvula terá de estar no intervalo $[-1,1]$ que corresponde a $\pm 100\%$ de abertura da válvula, o sinal enviado à válvula no sistema real será saturado e produzirá a resposta da figura 62:

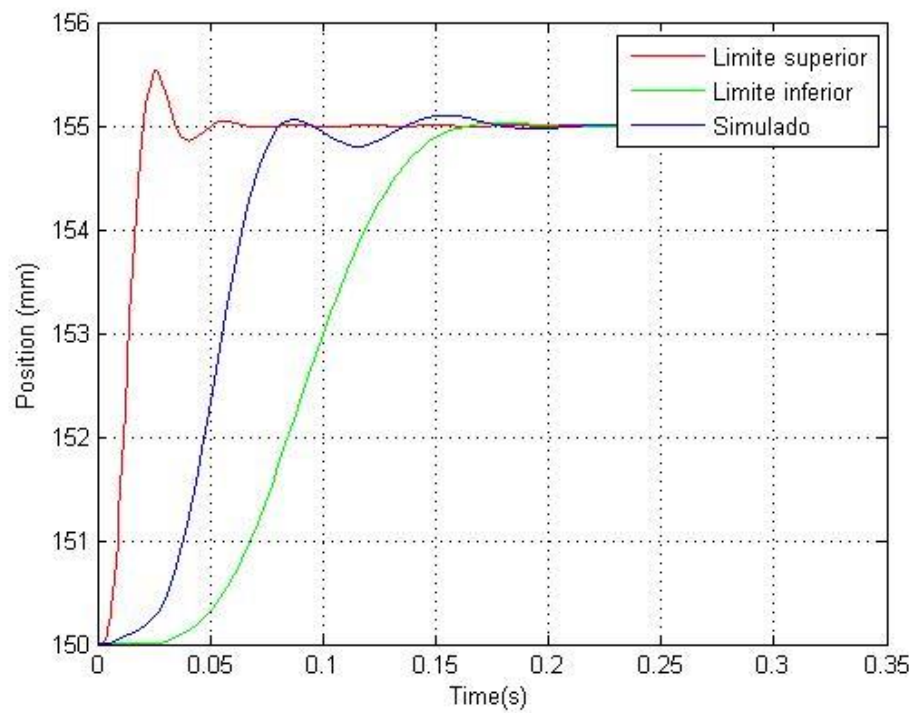


Figura 62: Resposta com sinal da válvula saturado

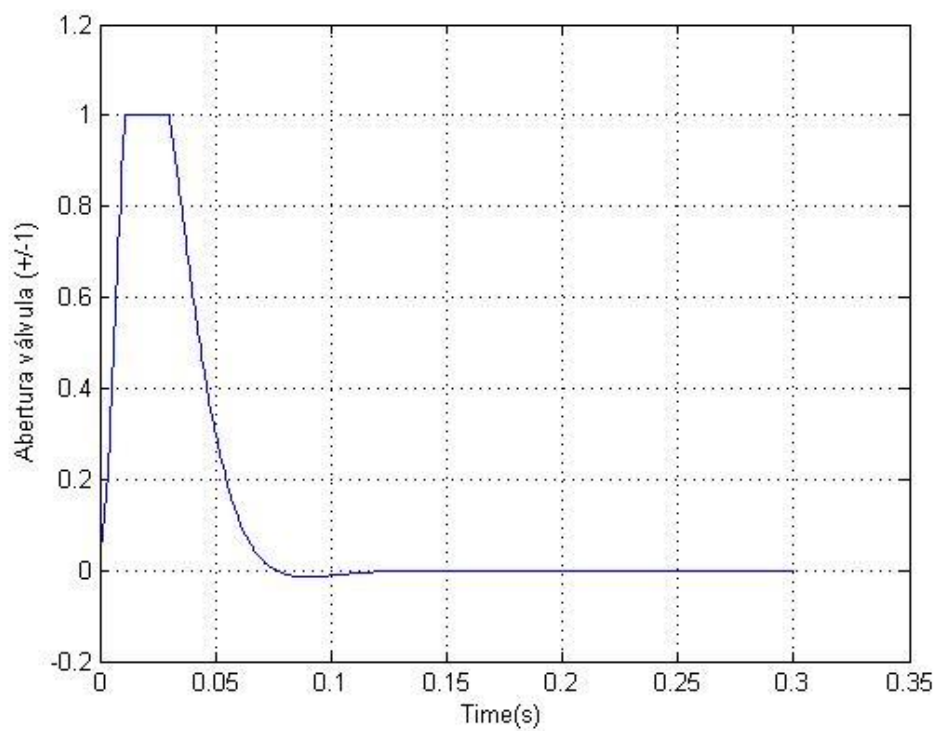


Figura 63: Sinal aplicado à válvula para step de 5 mm

As conclusões expostas no sistema vertical são também aqui válidas. Em adição, à semelhança do sistema vertical, se aqui for aplicado um degrau com grande deslocamento este apresenta um comportamento idêntico ao exposto na figura 58 devido ao tempo de deslocamento maior, como consequência da saturação da válvula.

7.2. Teste em sistema real

7.2.1. Sistema vertical

À semelhança do que foi feito em ambiente simulado, foram aplicados degraus de diversos valores para diferentes posições do sistema, em diferentes zonas de funcionamento de forma a analisar a sua resposta real. Nas figuras seguintes são apresentados os gráficos referentes apenas a um degrau de 3 mm aplicado na posição $X=10$ mm.

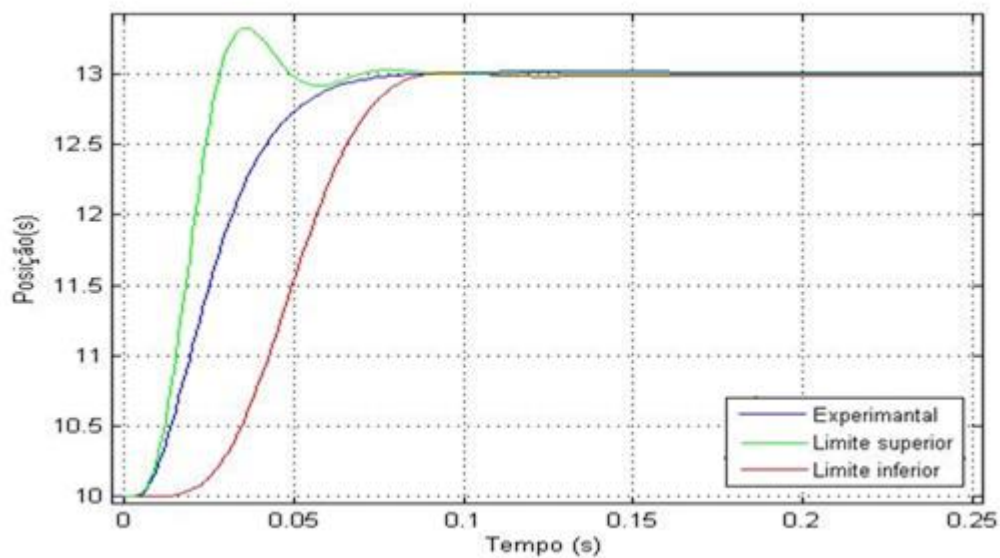


Figura 64: Resposta no domínio do tempo ao degrau aplicado ao sistema [10-13 mm]

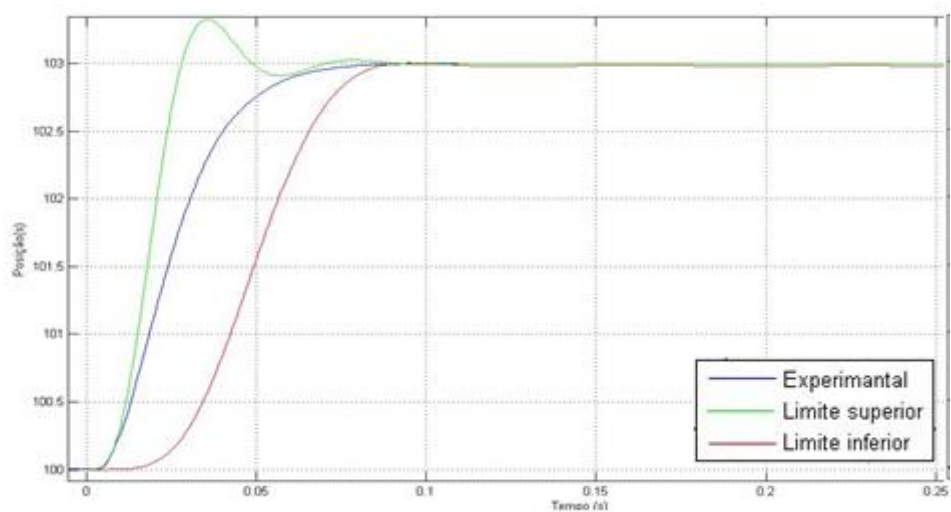


Figura 65: Resposta no domínio do tempo ao degrau aplicado ao sistema [100-103 mm]

Como referido anteriormente, a válvula abre no intervalo $[-1,1]$, sendo que se o controlador solicitar mais do que esta abertura, será aplicada uma saturação para que o sinal se encontre neste intervalo, uma vez que no projeto do controlador foram utilizados modelos do sistema que não têm em conta a abertura máxima da válvula. Como consequência verificou-se que para movimentos que solicitem uma abertura da válvula superior a 100%, isto é, para movimentos que o sinal tenha que ser saturado verifica-se que a resposta do sistema será mais lenta do que a imposta a este (figura 66):

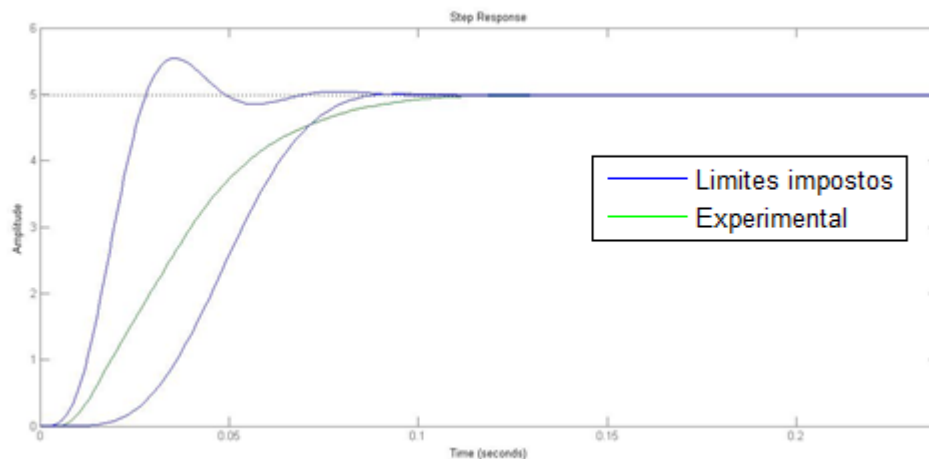


Figura 66: Resposta no tempo do sistema real comparativamente com os limites impostos

Analisados os dados das figuras anteriores verificou-se que o sistema apresentava sempre o comportamento desejado, encontrando-se as respostas entre os limites definidos.

Foram também realizados testes considerando trajetórias desejadas para a posição do êmbolo com variações sinusoidais. Foram utilizadas frequências de 0.6 Hz e 3 Hz, com amplitudes de 1mm, conforme apresentado seguidamente.

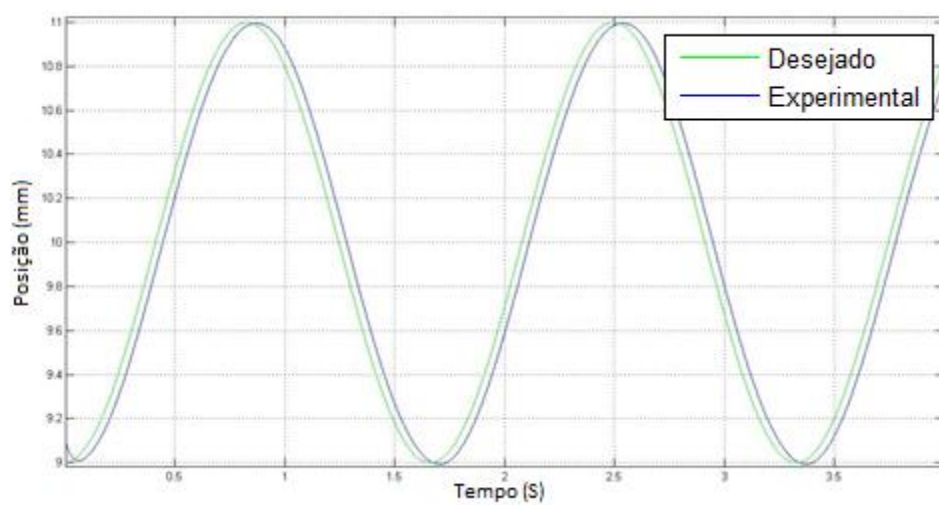


Figura 67: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada na posição x=10 mm

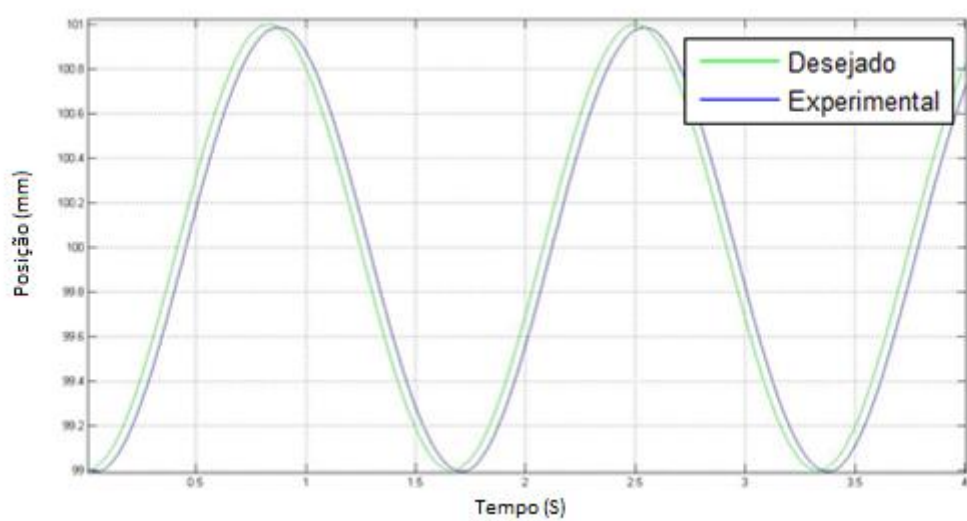


Figura 68: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada na posição x=100 mm

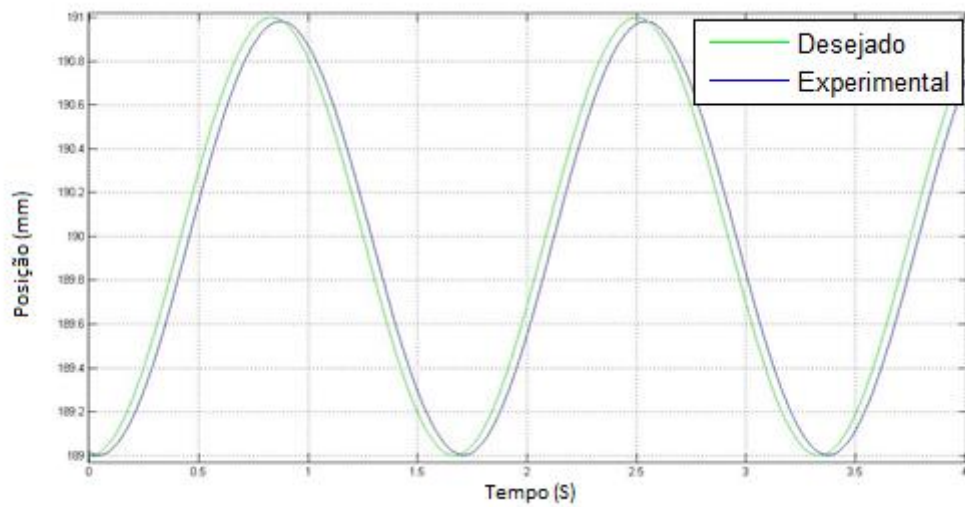


Figura 69: Sinusoide de 0.6 Hz aplicada a posição $x=190$ mm

Para as sinusoides aplicadas a 0.6Hz e para uma amplitude de 1 mm verificou-se uma perda de amplitude menor do que 3% (ganho de -0.26 dB).

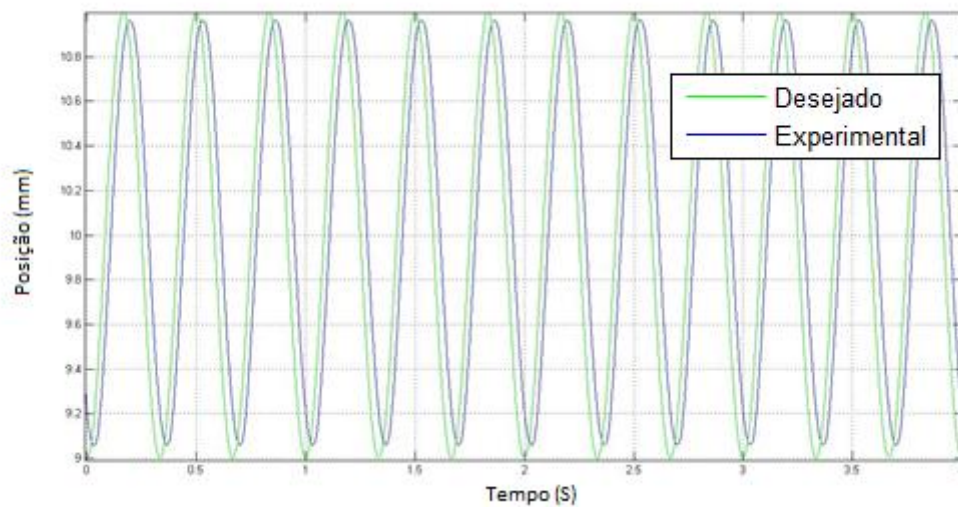


Figura 70: Sinusoide a 3 Hz e amplitude 1

Para a senoide a 3 Hz e amplitude 1 obteve-se uma diminuição de aproximadamente igual a 4% (ganho de -0.35 dB).

7.2.2. Sistema horizontal

No sistema horizontal devido ao ruído presente no sinal, tornou-se necessária a aplicação de um filtro de Butterworth de segunda ordem e frequência de corte 20 Hz. Este filtro induz um atraso na resposta do sistema. Contudo verificou-se através de teste que não coloca em causa o cumprimento das especificações.

Muito embora as especificações tenham também sido cumpridas para este sistema os resultados obtidos para o sistema vertical mostram que os efeitos do ruído podem ser nefastos para o desempenho de sistemas realimentados. Assim é desejável que me sistemas industriais seja dada uma especial atenção a este problema quer pela minimização do ruído quer pela opção de sensores digitais (com resolução elevada).

Para o sistema horizontal, primeiramente foram aplicados degraus em diferentes regiões de funcionamento do cilindro hidráulico. Na figura 71 é ilustrado um degrau unitário aplicado na posição 119.

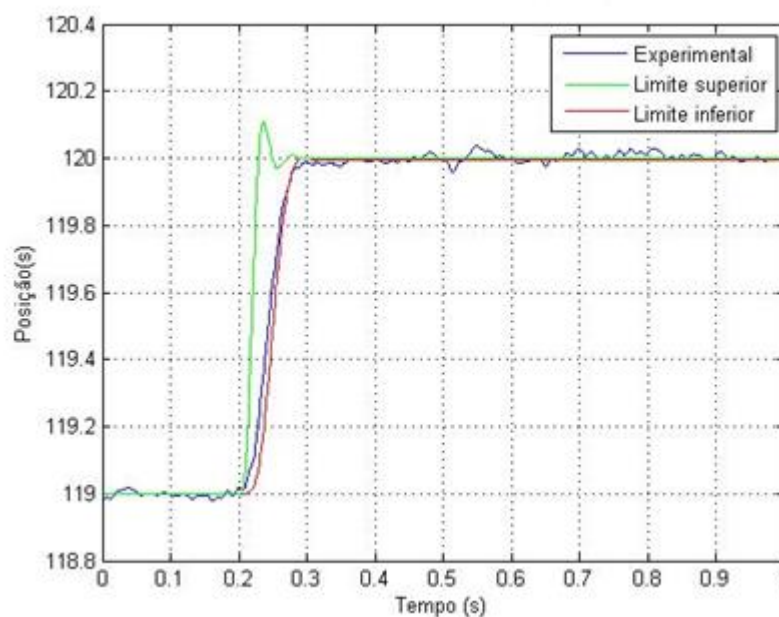


Figura 71: Resposta como resposta a um degrau (119-120 mm)

Na figura 72 é visível ao longo do ensaio realizado, o efeito do ruído no controle do sistema. Em regime estacionário o comando da válvula deveria ser idealmente igual a zero, o que não acontece, tendo como consequência alguma oscilação do sistema em regime estacionário.

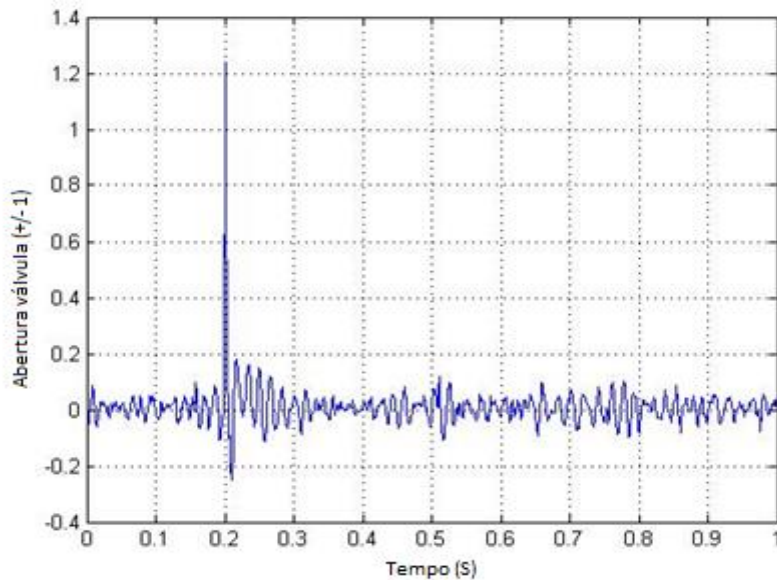


Figura 72: Sinal que seria aplicado à válvula para degrau 119-120 mm

Para um degrau de 10 mm aplicado na posição do êmbolo igual a 30 mm, obtivemos a resposta da seguinte figura 73:

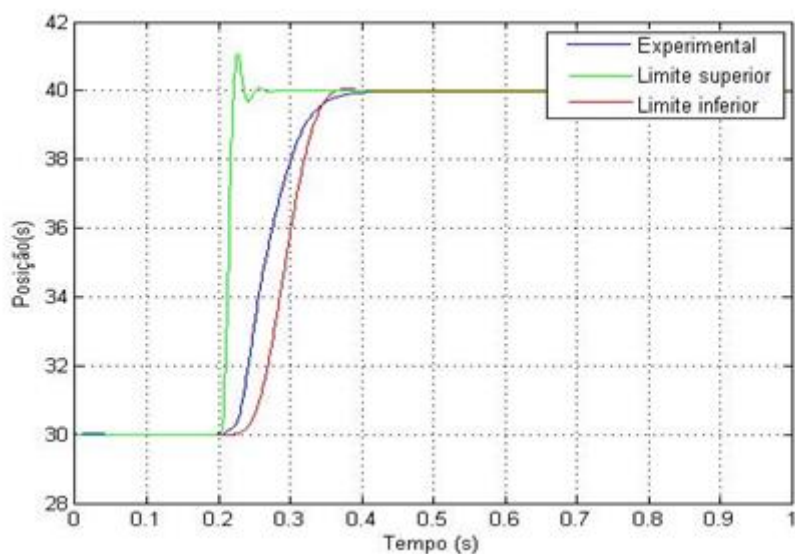


Figura 73: Resposta a degrau 30–40 mm

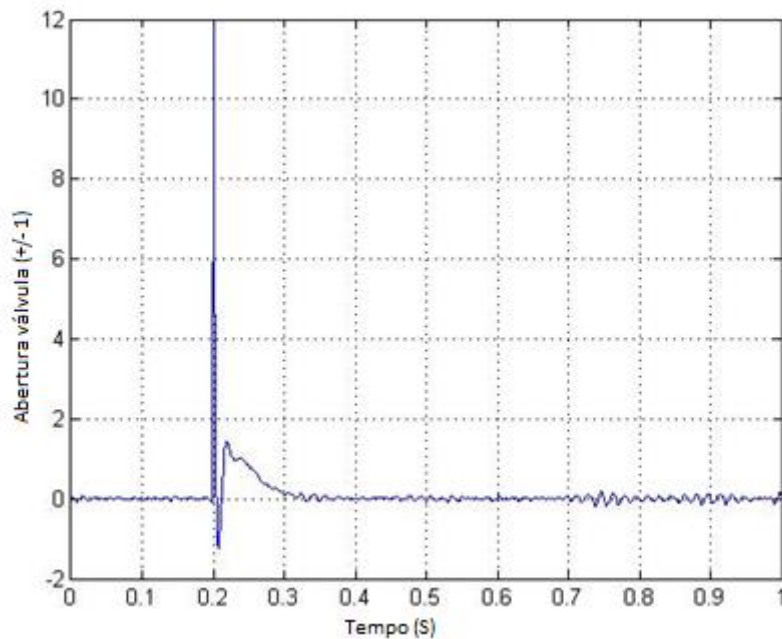


Figura 74: Sinal antes de saturação para comando da válvula para degrau 30-40 mm

Como se pode observar nas figuras anteriores verifica-se que as especificações são cumpridas desde que o sinal da válvula não sofra saturação. Isto é, desde que não seja enviado um comando à válvula maior do que ± 1 que corresponde a ± 10 V.

Desta forma pode-se afirmar que as especificações foram cumpridas, uma vez que no projeto não se teve em conta a abertura máxima da válvula, e se tal não ocorrer as especificações são cumpridas. Foi também aplicada uma senoide de 1 Hz e amplitude 5 mm tendo-se observado as respostas nas figuras 75 e 76:

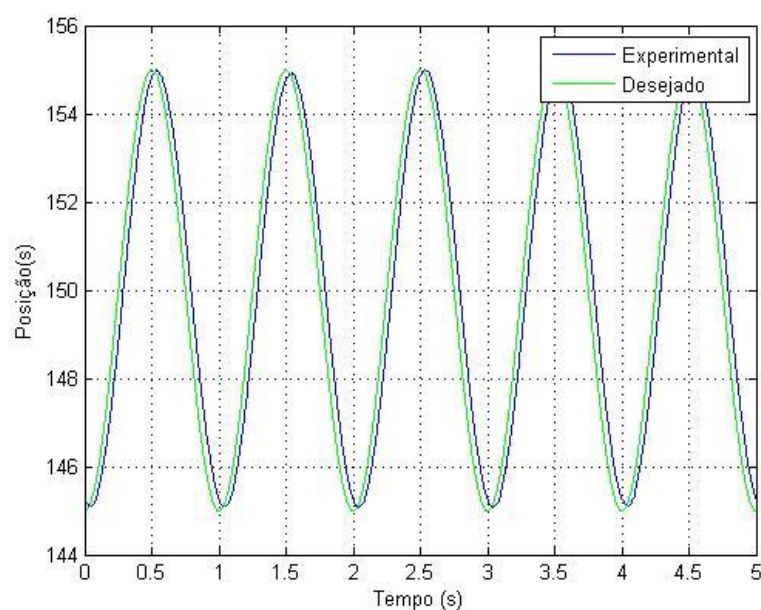


Figura 75: Comparação da resposta do sistema com o sinal desejado para senoide de 1 Hz e amplitude de 5 mm

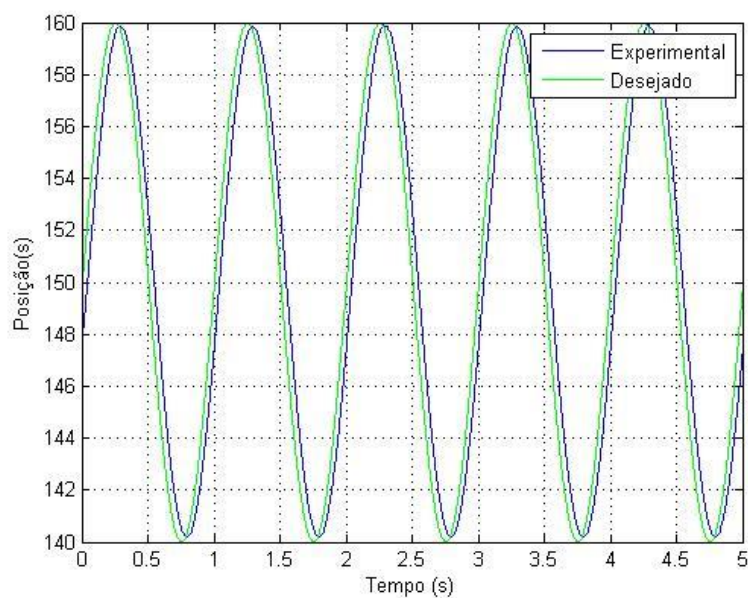


Figura 76: Comparação da resposta do sistema com o sinal desejado para senoide de 1 Hz e amplitude de 10 mm

Para as sinusóides das figuras anteriores foi registado um erro máximo de amplitude menor do que 2 % (ganho máximo de -0.18 dB).

8. Conclusões e trabalhos futuros

O presente trabalho teve como objetivo o desenvolvimento de uma metodologia de caracterização de sistemas hidráulicos com a mínima intervenção humana, com a finalidade de desenvolver controladores robustos de posição. Teve ainda como objetivo testar o desempenho dos controladores desenvolvidos em ambiente real.

Ao longo desta dissertação foi descrito todo o processo, bem como o *hardware* utilizado, o que permite a sua possível repetição no futuro, fornecendo uma base para possíveis trabalhos futuros.

Para a criação de um controlador robusto baseado em modelos de espaço de estados seria necessário caracterizar alguns parâmetros físicos do sistema, tais como o atrito, a massa, ou módulo de compressibilidade, só para citar alguns. Inicialmente foram realizadas algumas experiências em ambiente real conjuntamente com dados dos fabricantes do equipamento no sentido de caracterizar alguns destes parâmetros. Contudo, como não estavam disponíveis os sensores adequados, nos sistemas hidráulicos disponíveis para testes, e porque se pretendia automatizar o processo de obtenção de modelos que traduzissem as incertezas paramétricas dos sistemas reais decidiu-se seguir outra metodologia para identificação dos modelos do sistema. Para esta metodologia somente é necessário a existência de um sensor de posição, sensor este que está presente em todos os equipamentos a nível industrial para o qual se pretende realizar o controlo de posição. A metodologia proposta baseia-se na aplicação de um degrau de pequena amplitude na válvula proporcional, quando o cilindro está em diferentes posições ao longo do seu curso, e observar a resposta do sistema, isto é a posição do êmbolo ao longo do tempo. Estes dados são posteriormente processados e, através de um algoritmo iterativo no qual é definida uma função transferência de ordem adequada entre a entrada do sinal da válvula e a velocidade do sistema, obtêm-se os diversos modelos do sistema que traduzem algumas incertezas. No trabalho presente utilizou-se uma temperatura constante e cargas acopladas aos sistemas também constantes. No entanto, esta metodologia permitiria recolher mais informação (incertezas dos sistemas) se realizadas as mesmas experiências com valores diferentes de temperatura e/ou cargas acopladas, por exemplo.

Com base nos modelos obtidos procedeu-se à criação de controladores robustos utilizando a técnica QFT. Obtidos os controladores e pré-filtros foram realizadas simulações de forma a avaliar o comportamento dos sistemas em malha fechada, tendo como plantas as funções de transferência nominais dos sistemas. Os controladores obtidos apresentaram um bom comportamento em ambiente simulado. Os testes reais comprovaram também a validade do método e o cumprimento das especificações desejadas para o desempenho em malha fechada. Para o sistema horizontal observou-se que o ruído presente no sinal de posição do êmbolo afetou o comportamento do sistema, pois o sinal de controlo aplicado à válvula do sinal tem pequenas oscilações mesmo quando o sistema está parado.

No seguimento deste trabalho ficam algumas propostas para trabalhos futuros:

- obtenção de mais modelos que incorporem as incertezas com a variação da pressão da bomba, da temperatura do fluido e da carga acoplada aos sistemas hidráulicos;
- desenvolvimento de um ambiente gráfico para facilitar os procedimentos de obtenção dos modelos da planta e o projeto dos controladores;
- estender a metodologia proposta para o desenvolvimento de controladores robustos de força, também importantes nas máquinas de ensaios industriais

Referências

- [1] C. Maxwell, “Teoria de controle,” pp. 1–3, 1903, Proceedings of the Royal Society of London 16.
- [2] K. Guo, J. Wei, J. Fang, R. Feng, and X. Wang, “Position tracking control of electro-hydraulic single-rod actuator based on an extended disturbance observer,” *Mechatronics*, vol. 27, pp. 47–56, 2015.
- [3] T. Cho, S. Yang, G. Y. Daejeon, and G. G. Korea, “Robust Control of Hydraulically Operated Gimbal System,” 2007.
- [4] S. Kurode, P. G. Desai, and A. Shiralkar, “Modeling of electro-hydraulic servo valve and Robust Position Control using Sliding Mode Technique,” *Proc. 1st Int. 16th Natl. Conf. Mach. Mech.*, pp. 607–614, 2013.
- [5] J. S. Kim, H. M. Kim, and S. H. Park, “Robust Control of Electro-Hydraulic Actuator Systems Using the Adaptive Back-Stepping Control Scheme,” 2006, School of Mechanical Engineering, Pusan National University, Republic of Korea.
- [6] G. Hongbo and L. Hongren, “ROBUST QFT-BASED POSITION CONTROL OF ELECTROHYDRAULIC SERVO SYSTEM Guo Hongbo Li Hongren,” pp. 1–6, 1997, Harbin Institute of Technology.
- [7] M. Karpenko and N. Sepehri, “On quantitative feedback design for robust position control of hydraulic actuators,” *Control Eng. Pract.*, vol. 18, no. 3, pp. 289–299, 2010.
- [8] I. Horowitz, *Synthesis of Feedback Systems*. New York: Academic Press, 1963.
- [9] I. Horowitz, “Invited paper: Survey of quantitative feedback theory (QFT),” *Int. J. Control*, vol. 53, no. 2, pp. 255–291, 1991.

- [10] M. Coutinho, "Sistema Servo-Hidráulico Ensaio Dinâmico Estruturas," 2009, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.
- [11] J. Augusto, "Modelação de Sistemas Hidráulicos para Simulação com Hardware-in-the-loop.",2003,Tese de Doutoramento, Universidade de Aveiro
- [12] T. V. A. N. Dac, "VARIATION DUE TO AIR BUBBLES", 1985,Department of Precision-Mechanics and Applied Optics, Technical University,Budapest.
- [13] VICENTE CHAVERINI, "Aços e Ferros Fundidos",4 Edição São Paulo, Associação Brasileira de Metais 1977
- [14] "DesignAerospace"
<http://www.daerospace.com/HydraulicSystems/ActHydFigure5.png> (Acedido pela última vez a 01-12-2015)
- [15] "imagew7.gif",<http://www.synlube.com/images/imagew7.gif> (Acedido pela última vez a 01-12-2015),
- [16] P. H. Corporation and H. Group, Manual "Direct Operated Proportional DC Valve Series D1FP 3," vol. 06, no. Cetop 03, pp. 86–92, 2015.
- [17] "Fontes Lineares x Fontes Chaveadas", http://professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Eletronica_Basic a/2007_1/Aula_18.pdf
- [18] Yaniv, *Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [19] "Terasoft, Inc. - QFT",<http://teresoft.com/products/QFT/> (Acedido pela última vez a 01-12-2015).
- [20] "CESC - Control and Energy Systems Center - Case Western Reserve University | QFTCT", <http://cesc.case.edu/OurQFTCT.htm>, (Acedido pela última vez a 01-12-2015)

- [21] M. Antonio and P. Rodrigues, "Controle robusto de força em atuadores hidráulicos aplicando a teoria de realimentação quantitativa", 2000, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [22] J.J.D'Azzo; C.H.Houpis, *Linear Control System Analysis and Design*. McGraw-Hill International Editions, 1995.

